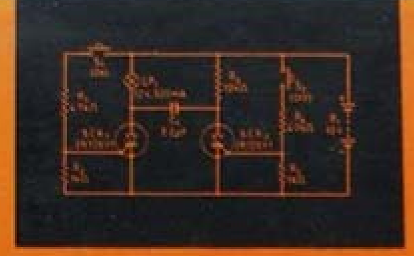
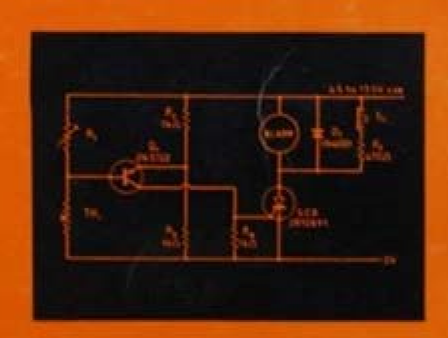
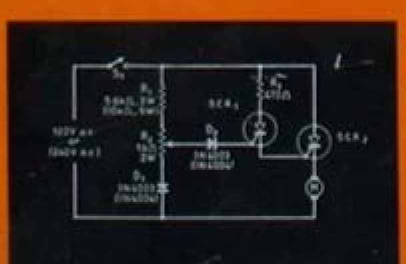


110 ÉTUDES PRATIQUES A THYRISTORS ET A TRIACS





PAR R.M. MARSTON

Traduit de l'Anglais
Par F. MILSANT



Collection techniciens EEA
électronique, électrotechnique, automatique.
A l'usage de l'Enseignement Secondaire : Lycées Techniques et Formation permanente.

Électronique de base, par Francis Milsant.

Tome I – Composants électroniques, classes de première F2, F3, F5 (1979)
Tome II – Fonctions fondamentales, classes terminales F2, F3, (1979).

110 Études pratiques de l'amplificateur opérationnel, par R. Marston, traduit de l'anglais par Francis Milsant (1978).

110 Études pratiques à thyristors et triacs, par R. Marston, traduit de l'anglais par Francis Milsant (1981).

110 Études pratiques à semiconducteurs, par R. Marston, traduit de l'anglais par Bernard Loubières (1979).

110 Etudes pratiques de circuits intégrés cosmos, par R. Marston, traduit de l'anglais par Bernard Loubières (1980).

Circuits intégrés (Questions et réponses) par R.G. Hibberd, traduit de l'anglais par B. Loubières (1981).

En préparation :

Électronique de base par Francis Milsant.
Tome III – Réaction, amplification, oscillation : classe terminale F2.

Traduction autorisée de l'ouvrage anglais

110 Thyristor projects using SCR_s and Triacs

First published in 1972 by Newnes Technical Books
Butterworth imprint - 1975 et 1977

COLLECTION TECHNICIENS E.E.A.
sous la direction de Francis MILSANT

110 ÉTUDES PRATIQUES A THYRISTORS ET A TRIACS

par

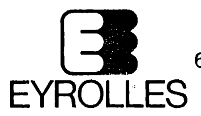
Raymond M. MARSTON

TRADUIT DE L'ANGLAIS

par Francis MILSANT

DEUXIEME EDITION

Nouveau tirage



61, boulevard Saint-Germain - 75005 PARIS

1981

AVANT-PROPOS

C'est en raison du grand succès rencontré par l'excellent ouvrage de R.M. MARSTON (110 Etudes pratiques de l'amplificateur opérationnel) que nous avons été amenés à traduire, puis à insérer dans notre Collection EEA, ce deuxième ouvrage de R.M. MARSTON intitulé :

«110 *Études à Thyristors et à Triacs*» :

En effet, comme nous l'avons expliqué dans le cours théorique, les thyristors et les triacs qui sont des appareils statiques, se comportent comme des interrupteurs mécaniques à très grande vitesse. Ils sont capables d'assurer la commutation de charges traversées par des intensités élevées (10 à 100 A) sous des alimentations de plusieurs centaines de volts. Ils sont ainsi utilisés pour de nombreux contrôles (vitesse de moteurs, éclairage, chauffage...) aussi bien pour des applications industrielles que pour des usages domestiques.

Le mérite de ce livre est de présenter au lecteur un grand nombre d'études soigneusement classées à l'intérieur des principaux domaines d'utilisation. Les études qui sont clairement expliquées ont toutes été réalisées par l'auteur avec les valeurs des composants qu'il indique. Elles sont progressives, allant du montage le plus simple jusqu'au plus complexe.

Nous sommes persuadés que cet ouvrage de R.M. MARSTON intéressera les ingénieurs et les techniciens désireux de mieux connaître les applications offertes par l'Electronique.

F. MILSANT

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER

PRINCIPES ET ÉTUDES DE BASE

Ref : Cours d'Électronique tome II, Chapitre VIII (1)

Les thyristors et les triacs se comportent comme des interrupteurs de puissance à très grande vitesse. Ce sont des appareils à semi-conducteurs qui peuvent fonctionner à des tensions de plusieurs centaines de volts avec des débits de dizaines ou de centaines d'ampères. On peut les utiliser pour remplacer les interrupteurs mécaniques usuels ainsi que les relais dans beaucoup d'équipements de puissance à courant continu et à courant alternatif. On les utilise au contrôle de lampes électriques, de moteurs, d'appareils de chauffage et de signaux d'alarme. Ils ont de nombreuses applications domestiques et industrielles. Ce chapitre a pour objet de donner les caractéristiques principales de ces appareils très utiles, puis de présenter quelques montages de base qui permettent de bien comprendre leur fonctionnement.

PRINCIPE DE BASE DU THYRISTOR

Le thyristor (encore appelé : s.c.r (2)) est un semi-conducteur au silicium à quatre couches *pnpn* ; il est représenté par le symbole (fig. 1.1a). Il est à noter que ce symbole ressemble à celui d'un redresseur normal mais qu'il a une connexion supplémentaire appelée porte, grille ou gâchette). Le thyristor peut fonctionner soit comme un interrupteur ouvert, soit comme un redresseur au silicium suivant la façon dont on utilise sa gâchette.

---

(1) Par Francis MILSANT aux Éditions Eyrolles

(2) Le sigle s.c.r. vient de l'anglais «Silicon Controlled Rectifier» qui signifie : redresseur contrôlé au silicium.

La figure 1.1b présente le circuit équivalent à transistors d'un thyristor. Ce circuit est formé de deux transistors complémentaires pour lesquels le courant collecteur du transistor *npn* Q_1 alimente la base du transistor *pnp* Q_2 tandis que le courant collecteur de Q_2 alimente la base de Q_1. Ce circuit équivalent permet de bien comprendre les caractéristiques du thyristor.

La figure 1.1c montre les connexions de base pour l'utilisation du thyristor comme interrupteur dans les circuits à courant continu. La charge est branchée en série avec l'anode et la cathode du thyristor puis elle est reliée à l'alimentation pour que l'anode soit positive par

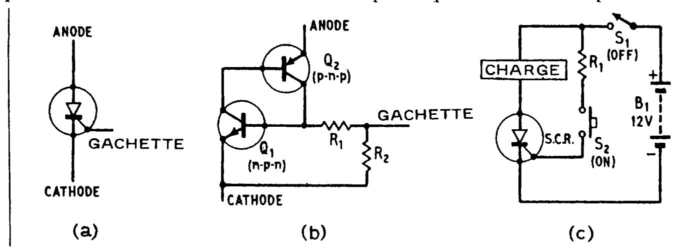


Fig.1.1

rapport à la cathode. La grille (ou gâchette) peut être branchée à la ligne positive par l'intermédiaire de R_1 et de S_2.

On peut expliquer les caractéristiques du thyristor en se référant aux figures 1.1b et 1.1c de la façon suivante :

1) quand la tension est d'abord appliquée au thyristor (en fermant S_1 dans la figure 1.1c), le thyristor est «bloqué» et il se comporte (entre l'anode et la cathode) comme un interrupteur ouvert. Si l'on se réfère à la figure 1.1b, on peut constater que cette action est due au fait que la base de Q_1 est reliée à la cathode par R_1 et R_2, ainsi le transistor Q_1 est-il bloqué et le courant collecteur qui circule dans la base de Q_2 est-il négligeable. Les deux transistors sont donc bloqués ainsi circule-t-il qu'un faible courant de fuites entre l'anode et la cathode.

2) Le thyristor peut être déclenché quand on applique une tension positive à sa gâchette en fermant l'interrupteur S_2. En effet, dès que le courant de gâchette circule, le thyristor conduit très rapidement, par suite d'un phénoméne de réaction, assurant ainsi le débit de pleine charge entre l'anode et la cathode. Comme c'est le cas pour les

redresseurs normaux au silicium, une tension de saturation de un ou deux volts est alors appliquée entre l'anode et la cathode quand le thyristor est en service Si l'on se reporte à la figure 1 1b, ces caractéristiques peuvent être expliquées de la façon suivante :

Quand la gâchette est positive par rapport à la cathode, un courant de gâchette passe par R_2 et R_1 ainsi que par la jonction base-émetteur de Q_1. Si ce courant est assez important, Q_1 est polarisé positivement et un courant collecteur circule dans la base de Q_2. Ce courant de base qui est amplifié par Q_2 est renvoyé dans la base de Q_1 où il est amplifié à nouveau puis renvoyé à Q_2. Un phénoméne de réaction positive a lieu ce qui assure le passage rapide des deux transistors à l'état saturé. Dans ces conditions, la tension de saturation anode-cathode est égale à la somme de la tension de saturation de Q_2 et de la tension directe base-émetteur de Q_1, celle-ci ayant pour valeur un à deux volts Les thyristors ont des temps de fermeture de quelques microsecondes.

3) Lorsque le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé, c'est-à-dire quand il conduit dans le sens direct, la gâchette perd tout contrôle et le thyristor demeure en service quelle que soit la tension appliquée à celle-ci. C'est ainsi qu'une brève impulsion positive de gâchette est nécessaire pour assurer la conduction. Un gain de courant considérable intervient entre la gâchette et l'anode du système de telle sorte qu'une très petite puissance de gâchette permet de contrôler des puissances considérables dans la charge extérieure.

Ce qui précède s'explique d'après la figure 1.1b. Un faible courant de commande doit être fourni à la base de Q_1 par l'intermédiaire de R_1 et de la liaison à la gâchette pour déclencher le phénoméne de réaction, mais quand le phénoméne de réaction est terminé, le courant de base de Q_1 nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état saturé est fourni par le collecteur de Q_2 de telle sorte que le circuit se maintient automatiquement dans cet état quand la commande de la gâchette a disparu. La résistance R_1 permet au courant base de continuer à passer dans le transistor Q_1 même si les extrémités gâchette-cathode sont court-circuitées ou polarisées en sens inverse de telle sorte que la gâchette perd tout contrôle quand le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé. Etant donné que les transistors Q_1 et Q_2 sont branchés comme un circuit à réaction positive, le gain de la chaîne ainsi formée est égal au produit des gains individuels. Habituellement les gains en courant entre la gâchette et l'anode sont de l'ordre de mille. Des courants de gâchette de l'ordre du milliampère permettent

de contrôler des courants d'anode de l'ordre de l'ampère. La gâchette du thyristor a des caractéristiques non linéaires semblables à celles de la base d'un transistor au silicium normal (comme il résulte de la figure 1.1b) et des tensions de gâchette de l'ordre de un volt sont suffisantes pour enclencher l'appareil. Les thyristors sont utilisés pour commander des tensions de plusieurs centaines de volts ce qui correspond à des gains élevés en tension. Ainsi dispose-t-on de gains en puissance (volt X amp) très élevés, des puissances de gâchette de quelques milliwatts permettant de contrôler des puissances d'utilisation de plusieurs kilowatts.

4) Quand le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé, il ne peut s'ouvrir à nouveau que si l'on ramène momentanément son courant d'anode à zéro ou du moins au dessous d'une valeur que l'on appelle : courant minimal de maintien. Comme l'ouverture de l'interrupteur a lieu quand le courant est au dessous de cette valeur critique, il résulte que l'ouverture a lieu automatiquement dans les circuits à courant alternatif à la fin de chaque alternance positive. Le fait que l'ouverture a lieu quand le courant principal tombe au dessous du courant minimal de maintien plutôt que pour une valeur nulle vient de ce que les gains en courant des deux transistors (fig. 1.1b) devient faible dès que le courant d'anode diminue. Ainsi le circuit decroche-t-il dès que le courant d'anode tombe à une valeur suffisamment faible pour que le gain de la chaîne fourni par les deux transistors tombe au dessous de l'unité. Les valeurs usuelles des courants de maintien sont de quelques milliampères.

5) Il existe une certaine capacité interne entre l'anode et la gâchette d'un thyristor. En conséquence, si l'on applique à son anode une tension qui monte brusquement, une partie de cette tension peut se trouver appliquée à la gâchette par l'intermédiaire de cette capacité provoquant ainsi la fermeture de l'appareil. Ce fonctionnement intempestif peut être causé par des signaux transitoires de la ligne d'alimentation et il a lieu quelquefois au moment où l'on ferme l'interrupteur qui assure l'alimentation de son anode. On peut remédier facilement à cet inconvénient en branchant un simple filtre R–C entre l'anode et la cathode afin de limiter la surtension à une valeur convenable.

LES CIRCUITS DE BASE DU THYRISTOR A COURANT CONTINU.

Après avoir signalé les caractéristiques de base du thyristor, il est intéressant d'étudier quelques circuits de base qui permettent de vérifier ses caractéristiques de façon pratique.

La figure 1.2a représente un interrupteur simple à courant continu qui contrôle une lampe de 12V.100 mA. On peut remplacer la lampe par une autre charge si c'est nécessaire, mais on ne peut utiliser une charge inductive que si celle-ci est shuntée par une diode (D_1) afin que le circuit ne soit pas détérioré par la f.c.é.m. lors de la fermeture ou de l'ouverture de l'interrupteur. Le thyristor utilisé ici peut supporter des courants d'anode allant jusqu'à 2 A et il peut être fermé avec des courants de gâchette aussi faibles que quelques centaines de microampères. Le courant de gâchette est fourni par l'intermédiaire de la résistance de protection R_1 et le bouton poussoir S_1. On a branché la résistance R_2 entre la gâchette et la cathode afin d'améliorer la stabilité du circuit. C'est dans un but analogue que l'on peut brancher une résistance entre la base et l'émetteur d'un transistor usuel.

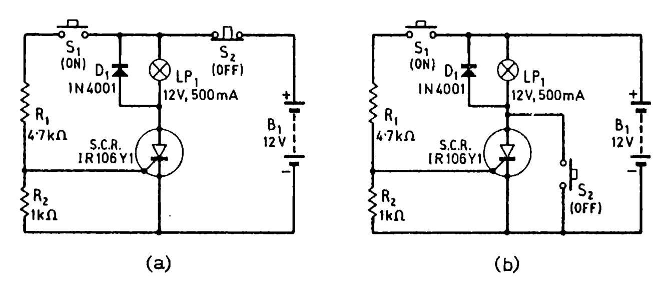


Fig.1.2

Le circuit (fig. 1.2a) peut être fermé si l'on ferme un très court instant l'interrupteur S_1. Quand le thyristor est ainsi fermé, il se maintient automatiquement dans cet état quand l'interrupteur S_1 est à nouveau ouvert. Ainsi pour le mettre hors service, doit-on ramener momentanément à zéro le courant de l'anode en ouvrant S_2. Pour cette deuxième opération on peut encore mettre en court-circuit l'anode et la cathode du thyristor pendant un temps très court en fermant brièvement l'interrupteur S_2 (fig. 1.2b).

La figure 1.3 représente un troisième moyen de mettre le thyristor hors service. En effet, quand celui-ci a été fermé, la capacité C_1 se charge par l'intermédiaire de R_3 et du thyristor sensiblement à la tension d'alimentation, l'extrémité de R_3 étant alors positive. Quand

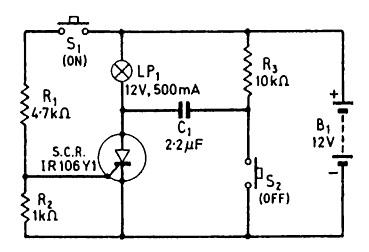


Fig.1.3

on ferme l'interrupteur S_2, l'extrémité positive de C_1 est alors reliée à la masse et la charge de la capacité rend négative l'anode du thyristor, ce qui inverse la polarité de celui-ci provoquant ainsi son blocage. Le condensateur se décharge rapidement ce qui suffit à rendre l'anode négative pendant quelques microsecondes, assurant ainsi l'ouverture du thyristor. Notons que si S_1 est maintenu fermé après que la charge a disparu, la capacité tend à se charger dans la direction inverse par l'intermédiaire de la charge, aussi C_1 doit-il être d'un type non polarisé comme le Mylar ou le polyester.

Une autre variante du circuit à blocage par capacité est représentée (fig. 1.4). Dans ce cas l'interrupteur de la figure 1.3 est remplacé par

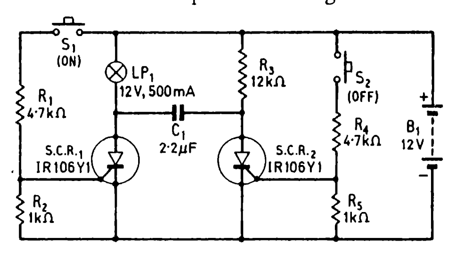


Fig.1.4

un thyristor secondaire, le blocage par capacité du thyristor SCR_1 étant achevé en fermant le thyristor SCR_2 un temps très bref grâce à

une impulsion de faible courant commandée par S_2 . SCR_2 s'ouvre quand le bouton poussoir est relaché, car le courant anode qui traverse R_3 est inférieur au courant de maintien de SCR_2 .

La figure 1.5 représente le circuit d'un thyristor bistable ou flip-flop qui commande deux lampes indépendantes. Supposons que SCR_1 est fermé tandis que SCR_2 est ouvert de telle sorte que la capacité C_1

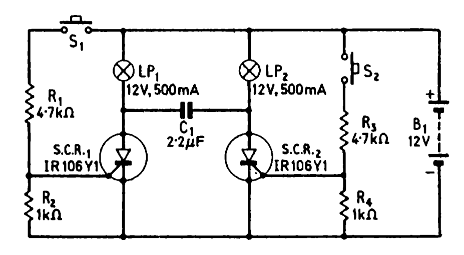


Fig.1.5

(non polarisée) est chargée avec son extrémité LP_2 positive. L'état du circuit peut être modifié en fermant momentanément S_2.SCR_2 est alors fermé par l'intermédiaire de sa gâchette et en fonctionnant il ouvre SCR_1 par l'intermédiaire de la capacité. C_1 se recharge alors en sens inverse. Quand sa charge est terminée, l'état du circuit peut être modifié en faisant fonctionner S_1 un temps très court, ce qui assure la fermeture de SCR_1 par l'intermédiaire de sa gâchette et l'ouverture de SCR_2 grâce à la capacité. L'effet flip-flop peut être répété à l'infini.

Tous les circuits que nous avons considérés utilisent de simples charges fixes aussi sont-ils du type à auto-alimentation. La figure 1.6a, en revanche, représente un simple système d'alarme à courant continu entraînant une charge qui s'interrompt d'elle-même comme une sonnerie , un trembleur ou une sirène. Quand on alimente de tels appareils un courant traverse un solénoïde incorporé dans le circuit avec deux contacts ; ce courant induit un champ magnétique dans le solénoïde qui provoque l'ouverture des contacts ce qui entraîne la disparition du courant et par suite celle du champ magnétique. Quand le champ a disparu, les contacts se ferment à nouveau, le courant traverse à nouveau le solénoïde ce qui provoque la répétition du phénomène précédent

En conséquence, un tel récepteur se comporte comme un interrupteur qui périodiquement s'ouvre et se ferme à très grande vitesse.

Quand de telles charges sont branchées dans le circuit (fig. 1.6a), le circuit ne se bloque pas de lui-même dans l'état normal ainsi le signal d'alarme ne fonctionne t-il que si S_1 est fermé. En raison de la nature inductive de telles charges, on doit brancher une diode d'amortissement à leurs bornes quand on les utilise avec des thyristors.

Les circuits peuvent être auto-alimentés si cela est nécessaire en branchant une résistance de 470 Ω en parallèle avec le dispositif d'alarme (fig. 1.6b). Dans ce cas le courant d'anode du thyristor ne passe pas par zéro quand le système d'alarme s'interrompt de lui-même, mais il tombe à une valeur qui dépend de R_3 et de la f.é.m. de la batterie. Si cette intensité dépasse le courant de maintien du thyristor, celui ci est auto-alimenté. Le circuit peut être désamorçé en coupant S_2 un temps tres court. Dans ces conditions, le courant passe par zéro quand le signal d'alarme passe dans la phase de coupure du courant, ce qui provoque le blocage du thyristor.

Le signal d'alarme utilisé dans les circuits (fig. 1.6) intéresse tous les appareils à basse tension (3 à 12 V) tels que sonneries, vibreurs ou sirènes qui absorbent une intensité inférieure à 2 A. La batterie d'alimentation doit délivrer une tension supérieure de 1,5 V environ à la tension qui correspond au point de fonctionnement normal du dispositif d'alarme, ceci afin de compenser la tension de saturation du thyristor quand celui-ci fonctionne.

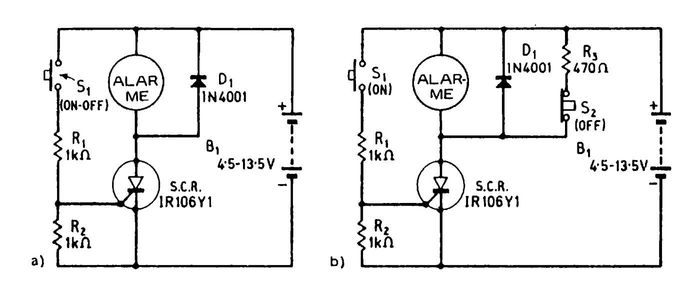


Fig.1.6

La figure 1.7 représente un circuit que l'on utilise pour faire apparaître l'amorçage intempestif par surtension d'un thyristor ainsi qu'une méthode pour l'éviter. Dans ce cas, le thyristor qui utilise une lampe de 3 V comme charge d'anode, est alimenté par une batterie de 4,5 V par l'intermédiaire de l'interrupteur S_1. Une sonnerie classique

de porte, que l'on a branchée aux bornes de l'alimentation par l'intermédiaire de S_2, permet d'appliquer un signal modulé transitoire à la ligne et par suite à l'anode du thyristor. Ce signal modulé peut provoquer l'amorcage par surtension du thyristor IR106YI qui a un taux critique de montée de 20V/μs.

Pour faire apparaître l'amorçage intempestif, on ouvre S_3 afin de débrancher le réseau connecteur, on assure l'alimentation en fermant S_1, puis on ferme S_2 pour actionner la sonnerie. Dès que la sonnerie fonctionne, celle-ci applique un signal modulé transitoire à la ligne positive et par suite à l'anode du thyristor. Ce dernier est alors mis en service ce qui provoque l'allumage de la lampe. Si la lampe ne fonctionne pas, ce peut être en raison de la résistance interne de la batterie qui est faible. S'il en est ainsi, il suffit de brancher une résistance de 0,5 ohm en série avec la batterie pour obtenir un bon fonctionnement. Quand le thyristor et la lampe ont été actionnés par l'effet de montée en tension, ils peuvent être bloqués à nouveau en ouvrant S_1 un temps très court.

Après avoir montré l'amorçage intempestif du thyristor, on peut faire également apparaître le rôle du réseau destiné à empêcher cet amorçage quand on ferme S_3 tandis que la sonnerie fonctionne par

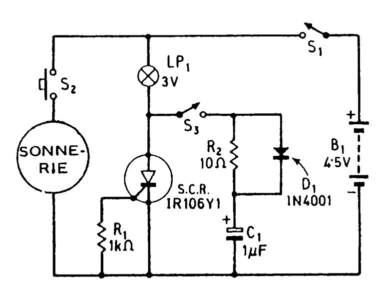


Fig.1.7

l'intermédiaire de S_2. Quand l'interrupteur S_3 est fermé,la résistance de la lampe et la capacité C_1 agissent comme un filtre qui ramène à une valeur raisonnable la pente de la variation du signal modulé d'anode empêchant ainsi le thyristor de s'amorcer tandis que la sonnerie fonctionne. Si le thyristor s'amorce dans ces conditions, il suffit d'augmenter la capacité C_1 jusqu'à empêcher cet amorçage. La capacité C_1 se charge sous la pleine tension d'alimentation quand S_1 est fermé. La résitance R_2 est branchée en série avec C_1 pour ramener à

une valeur raisonnable le courant de décharge dans l'anode du thyristor. En raison de la diode D_1 la résistance R_2 apparaît comme un court-circuit virtuel vis à vis des signaux anodiques qui augmentent très brusquement tandis que R_2 maintient à sa valeur la constante de temps du filtre R–C formé par la capacité C_1 et la résistance de la lampe. Dans beaucoup d'applications, on peut simplifier ce mode de filtrage en enlevant D_1.

LES CIRCUITS DE BASE DU THYRISTOR A COURANT ALTERNATIF.

La figure 1.8 représente l'équivalent d'un interrupteur ouvert ou fermé en simple alternance capable d'actionner une lampe de 100 W à partir d'un réseau alternatif de 120 ou 240 V. Quand l'interrupteur S_1 est ouvert, la gâchette du thyristor n'étant pas alimentée, celui-ci est bloqué et la lampe est éteinte. Supposons, en revanche, que S_1 soit fermé. Au démarrage de chaque alternance positive, le thyristor est bloqué de telle sorte que la totalité de la tension de la ligne est appliquée à la gâchette par l'intermédiaire de la lampe, de D_1 et R_1. Dès le début de l'alternance, la tension est suffisante pour amorcer le thyristor et par suite pour allumer la lampe. Dès que le thyristor est

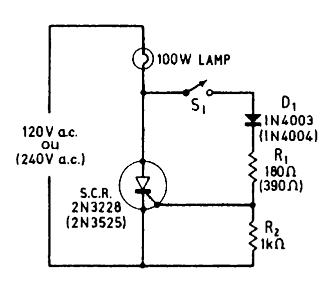


Fig.1.8

amorcé, la tension tombe à une valeur voisine de zéro ce qui supprime le courant de commande de la gachette. Comme le courant d'anode est alors relativement important, le thyristor demeure pratiquement en service pendant la durée de l'alternance. Celui-ci se bloque automatiquement à la fin de l'alternance, l'intensité dans l'anode tombant alors à zéro.

Ce processus se répéte à chaque alternance tant que l'interrupteur S_1 est fermé. Si l'on ouvre S_1, le thyristor se bloque et la lampe s'éteint puisque le thyristor est bloqué à la fin de chaque alternance positive

Dans ce circuit, la diode D_1 empêche d'appliquer à la gâchette une polarisation négative. La résistance R_1 a une valeur assez faible pour permettre l'amorçage du thyristor au début de l'alternance positive, mais elle a une valeur assez forte pour limiter le courant de pic de la gâchette à une valeur convenable quand on ferme l'interrupteur S_1 à une époque où la tension de la ligne est maximale. Il est important de noter que même si l'on applique à R_1 des pics élevés de tension et de courant, ceux-ci ne sont appliqués que durant les quelques microsecondes nécessaires à l'amorçage du thyristor, ainsi la puissance moyenne dissipée dans R_1 est elle très faible.

On peut utiliser les thyristors de multiples façons pour obtenir en alternatif un contrôle à double alternance. Dans les figures 1.9 et 1.10, la tension alternative est transformée en une tension redressée (sans filtrage) par l'intermédiaire d'un pont de Graëtz D_1 -D_4, cette tension redressée étant alors appliquée au thyristor. Quand l'interrupteur S_1 est ouvert, le thyristor est bloqué, de telle sorte que le pont et la charge ne sont traversés par aucun courant. Quand S_1 est fermé, le thyristor est alors amorcé dès le début de chacune des alternances ainsi la pleine

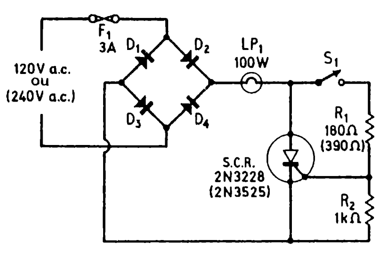


Fig.1.9

puissance est-elle appliquée à la charge. Dès que le thyristor fonctionne durant chaque alternance, sa gâchette est automatiquement mise hors service, mais le thyristor demeure verrouillé pendant toute la durée de l'alternance comme on l'a expliqué. Le thyristor s'ouvre automatiquement à la fin de chaque alternance dès que le courant d'anode tombe à zéro, de telle sorte qu'il est mis hors service dès que l'on ouvre l'interrupteur S_1.

Il est à noter que dans le circuit (fig. 1.9), la charge est branchée du côté continu du pont, ainsi ce circuit est-il utilisé pour alimenter une charge continue. On place un fusible du côté alternatif du pont pour assurer la protection dans le cas d'un défaut des organes du pont. Dans le circuit (fig. 1.10), la charge est placée du coté alternatif du pont ainsi un tel circuit est-il utilisé pour contrôler une charge alternative. Dans ce cas un fusible n'est pas nécessaire, puisque la charge elle-même tend à limiter l'intensité à une valeur convenable dans le cas d'un défaut des composants.

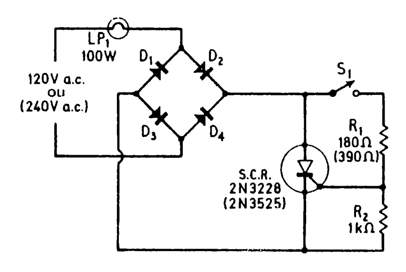


Fig.1.10

Enfin, la figure 1.11 représente deux thyristors qui sont branchés en tête-bêche afin de donner une onde complète à la charge. Quand S_1 est ouvert, les deux gâchettes n'étant pas alimentées, la charge n'absorbe aucune énergie. Quand S_1 est fermé, la gâchette du thyristor SCR_1 est alimentée pendant les alternances positives par l'intermédiaire de D_1 et R_2 ce qui assure son amorçage. En revanche, pendant

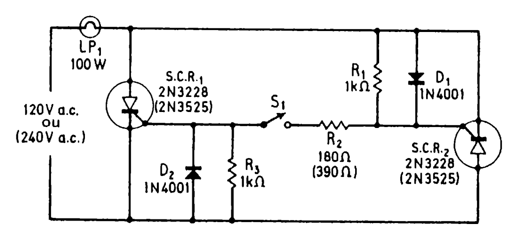


Fig.1.11

les alternances négatives, c'est SCR_2 qui est amorcé par l'intermédiaire de D_2 et R_2. Dans ces conditions on réalise la commande à onde complète.

LE TRIAC : PRINCIPES DE BASE ET ÉTUDES.

Alors que le thyristor (ou S.C.R.) ne laisse passer le courant que dans un seul sens (de l'anode à la cathode), le triac le laisse passer dans les deux sens. Pour la plupart des applications, on peut considérer un triac comme formé de deux thyristors branchés tête-bêche dans un seul ensemble à trois bornes organisé de telle façon que les deux thyristors ont une gâchette (ou porte) commune. Le triac peut être utilisé comme un interrupteur de puissance à semi-conducteur, cet interrupteur qui est ouvert à l'état normal pouvant être fermé au moyen d'une impulsion convenable appliquée à la gâchette.

La figure 1.12a représente le symbole usuel d'un triac, tandis que la figure 1.12b représente le montage de base de cet appareil comme interrupteur de puissance. La charge est branchée en série avec les

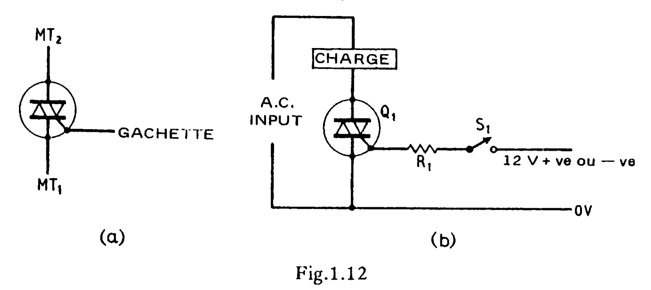


Fig.1.12

bornes principales du triac, tandis que cet ensemble est alimenté directement par le réseau alternatif ; un signal continu de gâchette peut être appliqué au triac en fermant S_1 .

Le triac comporte des caractéristiques semblables à celles de deux thyristors branchés tête-bêche. Si l'on se reporte à la figure 1.12b, ces caractéristiques se présentent comme suit.

1) Normalement, quand aucun signal n'est appliqué à la gâchette, le triac est bloqué et il fonctionne (entre les deux extrémités principales (1) MT_1 et MT_2) comme un interrupteur ouvert. L'intensité qui le traverse est alors négligeable et la puissance appliquée à la charge est nulle.

(1) le sigle *MT* vient de «Main Terminal» qui signifie extrémité principale.

2) Si l'extrémité MT_2 est rendue positive ou négative par rapport à MT_1, le triac peut être amorcé (se comportant comme un interrupteur fermé entre MT_1 et MT_2) quand on applique une impulsion ou un signal de polarisation à sa gâchette par l'intermédiaire de S_1. L'appareil ne met que quelques microsecondes à s'enclencher complètement.

3) Quand le triac est verrouillé, il est auto-alimenté demeurant alors en service tant que le courant traverse le circuit principal. Pour actionner ainsi le triac, il suffit d'appliquer à la gâchette une très brève impulsion.

4) Quand le triac est verrouillé, la gâchette perd tout contrôle et pour ouvrir à nouveau l'interrupteur équivalent au triac, on doit réduire l'intensité principale au-dessous de la valeur de maintien. Lorsque l'appareil est utilisé comme interrupteur alternatif de puissance, l'ouverture a lieu automatiquement à la fin de chaque alternance dès que l'intensité principale tombe à zéro.

5) Une tension de saturation de un ou deux volts est développée à travers les extrémités principales du triac quand l'appareil fonctionne en interrupteur fermé. Dans ces conditions, si le triac est utilisé pour assurer la commutation d'une charge de 10 A à partir d'une alimentation de 240 V efficaces, comme celui-ci à une tension de saturation de 1 5 V, on peut commander 2400 W par le triac tandis que l'on ne perd que 15 W dans le triac lui-même. Ces 15 W peuvent être facilement dissipés en équipant le triac avec un radiateur.

6) Le triac peut être associé avec un signal de gâchette positif ou négatif suivant les polarités des tensions appliquées aux extrémités principales. Dans ces conditions, l'appareil a quatre possibilités que l'on représente comme suit :

Mode I^+ =	tension + ve à MT_2	, tension gâchette	+ ve
Mode I^- =	tension + ve	,	- ve
Mode III^+ =	− ve	,	+ ve
Mode III^- =	− ve	,	− ve

Les sensibilités des gâchettes pour les modes I^+ et III^- sont relativement élevées avec des valeurs sensiblement identiques. Les sensibilités des modes I^- et III^+ sont également pratiquement les mêmes dans le cas des triacs modernes, mais elles sont moins grandes que pour les autres modes. La gâchette présente des caractéristiques non linéaires semblables à celles des thyristors. Les tensions de gâchette de un à

deux volts avec des intensités de quelques dizaines de milliampères sont suffisantes pour actionner un triac et pour contrôler une charge de plusieurs ampères. Ainsi dispose-t-on d'un gain de puissance considérable entre la gâchette du triac et sa charge.

Ayant examiné les caractéristiques de base du triac nous pouvons maintenant passer en revue quelques circuits fondamentaux destinés à des applications pratiques.

La figure 1.13 représente le montage d'un simple commutateur continu à triac. Quand l'interrupteur S_1 est ouvert la gâchette n'étant pas alimentée, le triac est bloqué, la charge n'est alors traversée par aucun courant. Quand S_1 est fermé, la gâchette est alimentée par l'intermédiaire de R_1 et le triac, qui est amorcé, se comporte comme un interrupteur fermé. La charge reçoit dans ces conditions la pleine puissance.

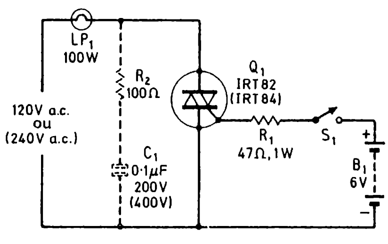


Fig.1.13

Il est à noter que la tension positive appliquée à la gâchette du triac est indépendante de la polarité de MT_2. Le triac fonctionne alors successivement avec les modes I^+ et III^+. La valeur de R_1 est choisie suffisamment faible pour que le triac puisse s'amorcer dans le cas le plus défavorable c'est-à-dire pour le mode III^+.

Si on le souhaite, on peut remplacer la lampe (fig. 1.13) par une autre charge du type alternatif. Si on utilise une charge inductive comme un moteur, on doit compléter le montage par un réseau R_2-C_1. Les intensités et les tensions alternatives ne sont plus en phases avec des charges inductives. Il en résulte que lorsque l'interrupteur équivalent au triac s'ouvre, l'intensité passe par zéro à chaque alternance. Cependant en raison de différences de phases une tension de ligne de valeur instantanée élevée peut être brusquement appliquée aux bornes du triac. Si cette variation de tension dépasse une valeur critique, l'appareil peut s'amorcer en sens inverse de telle sorte qu'il

demeure verrouillé en permanence. On remédie à cet inconvénient par le réseau R_2-C_1 qui limite la variation trop rapide de la tension à une valeur d'environ 1V/μs.

La figure 1.14 montre comment on peut utiliser le triac comme un simple interrupteur. Quand S_1 est ouvert, la gâchette n'étant pas alimentée, le triac est bloqué, et la lampe est éteinte. Si l'on ferme S_1, le triac est bloqué au début de chaque alternance, de telle sorte que la totalité de la tension de ligne est appliquée à la gâchette par l'intermédiaire de R_1. Aussitôt après le début de l'alternance, la tension est suffisante pour amorcer le triac, ainsi la lampe est-elle allumée. Dès que le triac conduit il est à l'état saturé ce qui supprime l'alimentation de la gâchette. L'appareil demeure dans cet état de conduction jusqu'à la fin de l'alternance puis il se bloque automatiquement dès que l'intensité s'annule.

Ce processus se reproduisant tant que S_1 est fermé, il résulte que la totalité de la tension est appliquée à la lampe. Le triac et la lampe s'arrêtent de fonctionner à nouveau quand l'interrupteur S_1 est ouvert. Notons que dans ce circuit, l'amorçage a lieu successivement avec les modes I^+ et III^-. La résistance R_1 doit avoir une valeur suffisamment faible pour le triac soit amorcé le plus tôt possible à chacune des alternances, mais sa valeur doit être

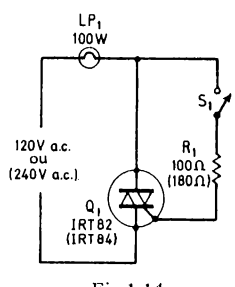


Fig.1.14

assez élevée pour limiter l'intensité du courant de gâchette à une valeur convenable dans le cas où l'on amorcerait l'appareil à l'époque où la tension de ligne est maximale.

En définitive, la figure 1.15 représente le branchement d'un triac comme interrupteur de ligne à trois possibilités : ouverture, fermeture à demi-puissance, fermeture à pleine puissance. Quand S_1 est dans

la position «1», la gâchette n'est pas alimentée, aussi le triac et la lampe sont-ils bloqués. Dans la position «2», la gâchette est alimentée par l'intermédiaire de D_1 pendant les alternances positives,

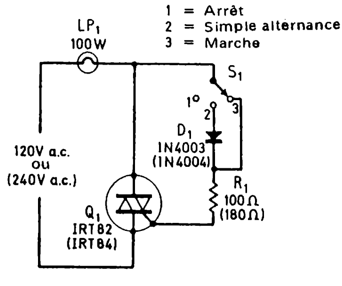


Fig.1.15

ainsi la lampe fonctionne-t-elle à demi-puissance. Dans la position «3», la gâchette est commandée durant les deux alternances, aussi le circuit fonctionne-t-il comme à la figure 1.14, la pleine puissance étant délivrée à la lampe.

PRINCIPE DU CONTROLE PAR IMPULSIONS A POSITION VARIABLE.

Les circuits à thyristors et à triacs que nous avons étudiés permettent un contrôle de la puissance en tout ou rien. Ces composants sont également capables de fournir en alternatif un réglage de puissance qui peut varier de façon progressive depuis zéro jusqu'à la puissance maximale. Ils peuvent être utilisés pour des applications comme la réduction d'un éclairage, le contrôle de la vitesse de moteurs électriques, le réglage du chauffage.

Le procédé le plus utilisé pour contrôler une puissance alternative par thyristors et triacs consiste à produire des impulsions à position variable (fig. 1.16a). La charge est branchée en série avec le triac, l'ensemble étant branché aux bornes du réseau alternatif. Le signal d'amorçage du triac est délivré à partir de MT_2 par l'intermédiaire d'un déphaseur et d'un générateurs d'impulsions. Le déphaseur permet de décaler la tension appliquée au générateur d'impulsion par rapport à la tension aux bornes de MT_2 de 0° à 180° soit une alternance.

Le dispositif d'amorçage comporte un interrupteur qui se ferme en amorçant le triac dès que la tension délivrée par le déphaseur atteint une valeur prédéterminée.

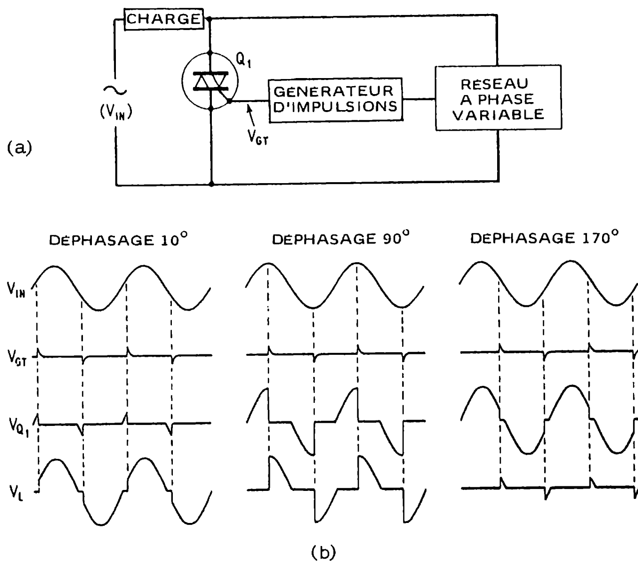


Fig.1.16

La figure 1.16b représente les ondes de tension en différents points du circuit pour trois déphasages différents. Pour un déphasage de 10°, le triac est amorcé 10° après le début de chaque alternance, puis il demeure dans cet état pendant les 170° restant de cette alternance. Ainsi la puissance appliquée à la charge est-elle voisine de la pleine puissance.

En revanche, pour un déphasage de 90°, le triac ne fonctionne que pendant une demi-alternance et seulement la moitié de la puissance est fournie à la charge. Enfin pour un déphasage de 170°, le triac n'étant amorcé que 10° avant la fin de l'alternance, la charge ne reçoit qu'une très faible puissance. Ainsi la puissance reçue par une charge peut-elle varier depuis zéro jusqu'à sa valeur maximale par un simple réglage du déphaseur. Comme le triac est bloqué soit saturé, les pertes sont très faibles et le rendement de ce type de contrôle est élevé.

Le circuit déphaseur de la figure 1.16 se présente sous deux formes principales. C'est soit un réseau déphaseur $R-C$ simple ou multiple, soit un réseau à retard $R-C$ qui simule un certain retard par sa constante de temps. Ainsi dans le cas d'un réseau à $f = 50$ Hz, la durée d'une alternance étant de $\frac{1}{2f} = 0{,}01$ s $=$ 10 ms, le retard pour un déphasage de un degré a t-il pour valeur $\frac{10}{180} = 55{,}5 \times 10^{-3}$ ms, un déphasage à l'amorçage de 90° est-il simulé par un retard de 5 ms, etc...

Le dispositif d'amorçage utilisé dans les montages à thyristors et à triacs est habituellement un interrupteur à semi-conducteur. Celui-ci existe sous des formes assez variées, nous en ferons la description à la fin de ce chapitre.

INTERFERENCES AVEC LES FREQUENCES RADIOELECTRIQUES

Les thyristors et les triacs se comportent comme des interrupteurs de puissance très rapides. Ils se ferment en quelques microsecondes. Quand on les utilise pour faire passer de la puissance dans une charge, ces interrupteurs rapides produisent une série de signaux avec des harmoniques dans la bande des signaux radioélectriques. L'amplitude du terme fondamental de ces signaux est proportionnelle à l'intensité du courant de commutation, elle peut être suffisante pour provoquer des interférences avec les ondes radioélectriques à modulation d'amplitude.

Les thyristors et les triacs peuvent ainsi produire deux types principaux d'interférences radioélectriques. L'un deux est rayonné directement dans l'air comme un signal de radio. En général ce premier type d'onde a une intensité tellement faible qu'elle ne provoque pas d'interférences avec les ondes radioélectriques sauf quand ces dernières sont proches de la source émettrice. Si ce rayonnement à fréquence radioélectrique provoque des perturbations, il est facile de le réduire en mettant le circuit à thyristor dans un récipient blindé.

Le deuxième type qui est beaucoup plus gênant est transmis par le réseau d'alimentation aussi peut-il perturber les postes de radio et de télévision branchés sur ces lignes. On peut remédier

à cet inconvénient par des filtres $L-C$ que l'on branche en série avec le réseau afin de réduire les harmoniques du signal perturbateur à un niveau acceptable.

Si l'on examine les circuits à triacs précédemment décrits, on peut faire certaines remarques concernant les interférences radioélectriques.

Dans le circuit (fig. 1.13), le triac est bloqué quand S_1 est ouvert de sorte qu'il n'y a pas de production de signal perturbateur. Quand S_1 est fermé, le triac fonctionnant en permanence, il ne se comporte pas comme un interrupteur à grande vitesse aussi ne produit-il pas de signal perturbateur. Le triac conduit très vite à l'instant où S_1 est fermé la première fois aussi produit-il à cet instant une brève impulsion à haute fréquence. La grandeur de cette impulsion est proportionnelle à la valeur instantanée de l'intensité de conduction à l'instant où l'on ferme S_1, aussi peut-elle être très importante. L'impulsion étant brève, celle-ci n'ayant lieu que lorsque S_1 fonctionne, on peut à nouveau négliger la perturbation qui en résulte. On peut même éliminer complètement ce phénomène en utilisant une technique synchrone d'amorçage qui assure la fermeture du triac pendant le très court instant où la tension de la ligne est voisine de zéro ce qui a lieu au début de chaque alternance.

Le circuit (fig. 1.14) produit une brève impulsion de perturbation radioélectrique à l'instant où S_1 est fermé comme on vient de l'expliquer. Cependant ce circuit produit par ailleurs un signal radioélectrique continu de faible intensité alors que S_1 est fermé. Ce signal est dû au fait que le triac ne conduit pas à chaque alternance tant que la tension demeure au-dessous d'une certaine valeur (de quelques volts) nécessaire pour amorcer la gâchette par l'intermédiaire de R_1. Dès que cette tension est atteinte, passe rapidement à l'état saturé produisant ainsi une impulsion à chaque alternance. Toutefois cette impulsion dont l'intensité est faible ne gène pas les postes radio sauf si ceux-ci sont très proches du triac.

Considérons enfin le cas du circuit de contrôle (fig. 1.16). Ce circuit qui est amorcé un court instant après le début de chaque alternance, produit un signal continu à fréquence radioélectrique. Dans ce cas cependant on peut avoir affaire à de sérieuses perturbations surtout lorsque l'appareil est commandé avec un déphasage de 90°. Ces perturbations qui se propagent principalement par conduction doivent être supprimées. Si la charge est de nature

inductive comme pour la commande d'un moteur, l'inductance jouera le rôle d'un filtre vis à vis des fréquences radioélectriques. Si la charge est une résistance pure comme une lampe, le circuit doit être accompagné d'un filtre du type $L-C$ destiné à étouffer les harmoniques de rang élevé.

AUTRES COMPOSANTS DE LA FAMILLE DES THYRISTORS ET DES TRIACS.

A côté des thyristors et des triacs, il existe dans cette famille d'autres composants que nous allons rapidement passer en revue.

Le thyristor commandé par la lumière (encore appelé *l.a.s.c.r.* (1)). Toutes les jonctions à semi-conducteur sont sensibles à la lumière aussi la plupart des parties actives sont-elles protégées par un écran opaque. Dans le cas de ce thyristor on expose sa jonction à la lumière de façon à pouvoir le commander par l'action de cette lumière.

L'interrupteur contrôlé au silicium (encore appelé *s.c.s.* (2)). Il a le même symbole (fig. 1.17a) que celui du thyristor mais il possède une deuxième gâchette près de son anode. Son circuit équivalent (fig. 1.17b) ressemble à celui du thyristor (fig. 1.17b) avec la différence que la base de Q_2 constitue la gâchette d'anode. Les caractéristiques de ce dispositif sont très semblables à celles du thyristor avec les différences suivantes :

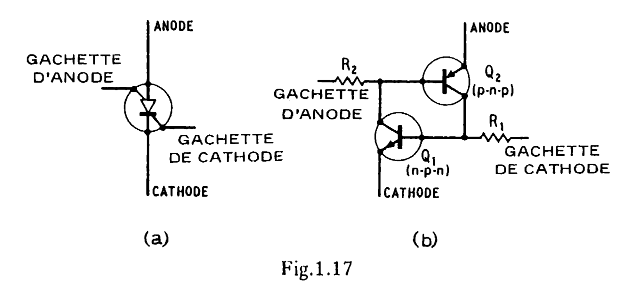


Fig.1.17

(1) *l.a.s.c.r.* vient de l'anglais «Light Activated Silicon Controlled Rectifier» qui signifie redresseur au silicium contrôlé par la lumière.

(2) *s.c.s.* vient de l'anglais «Silicon Controlled Switch» qui signifie interrupteur contrôlé au silicium.

(*a*) L'appareil peut conduire par application d'une polarisation directe à l'une des deux jonctions base-émetteur de Q_1 ou de Q_2 par l'intermédiaire des gâchettes, c'est-à-dire que l'appareil peut conduire en appliquant soit une impulsion positive à la gâchette de cathode, soit une impulsion négative à la gâchette d'anode.

(*b*) Quand l'appareil se comporte comme un interrupteur fermé, il peut être ouvert en appliquant une polarisation inverse à l'une des deux jonctions base-émetteur de Q_1 ou de Q_2 c'est-à-dire en appliquant soit une impulsion négative à la gâchette de cathode soit une impulsion positive à la gâchette d'anode.

L'interrupteur au silicium contrôlé par la lumière (ou appelé *l.a.s.c.s.* (1)). A cet effet, on place l'interrupteur précédent dans une enceinte qui permet à la lumière d'atteindre l'une ou l'autre des deux jonctions, ainsi l'interrupteur est-il commandé par la lumière.

L'interrupteur unilatéral au silicium (encore appelé *s.u.s.* (2)). Cet appareil qui est représenté par son symbole et par deux circuits équivalents (fig. 1.18) est un interrupteur au silicium avec une gâchette de cathode) et avec une diode Zener entre la gâchette

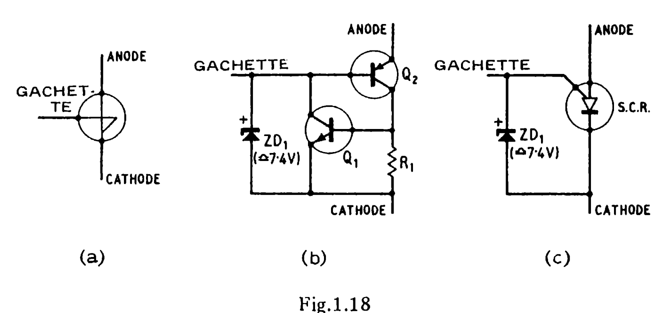


Fig.1.18

et la cathode. Normalement cet appareil est utilisé avec la connexion gauche de gâchette ouverte. Dans ces conditions l'appareil fonctionne comme un interrupteur commandé par la tension celui-ci assurant la conduction dès que la tension positive d'anode atteint une valeur

(1) *l.a.s.c.s.* vient de l'anglais «Light Activated Silicon Controlled Switch» qui signifie interrupteur au silicuim contrôlé par la lumière.

(2) *s.u.s.* vient de l'anglais «Siliccon Unilatéral Switch» qui signifie interrupteur unilatéral au silicium.

suffisante pour amorcer la diode Zener par l'intermédiaire de la jonction base-émetteur de Q_2. La tension nécessaire à ce fonctionnement est de 8 V environ. On peut la réduire en branchant entre la gâchette et la cathode une diode Zener de tension plus faible.

L'interrupteur bilatéral au silicium (encore appelé s.b.s. (1)). Cet appareil (fig. 1.19) comporte deux éléments analogues au précédent branchés tête-bêche dans une même enceinte. Il se comporte comme un interrupteur déclenché par la tension avec l'une ou l'autre des deux polarités.

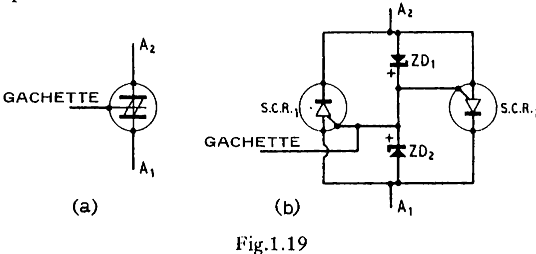


Fig.1.19

Le diac. Le diac (fig. 1.20) fonctionne comme la précédent. Cependant ce n'est pas véritablement un thyristor car il comporte une structure à trois couches qui présente le comportement d'une résistance négative aux points d'amorçage.

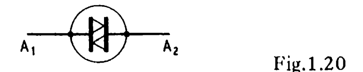


Fig.1.20

Pour la plupart des applications on peut assimiler le diac à l'interrupteur précédent avec une tension d'amorçage élevée (35 V environ) et avec une grande tension de saturation (30 V environ). Dans ces conditions, si on applique une tension croissante à un diac par l'intermédiaire d'une résistance destinée à limiter l'intensité, celui-ci se comporte comme un interrupteur ouvert tant que la tension demeure au-dessous de 35 V. Dès que la tension atteint cette valeur il s'amorce en produisant une tension de 5 V aux bornes de la charge, les 30 V restant étant appliqués aux bornes du diac. Le diac se

(1) *s.b.s.* vient de l'anglais «Silicon Bilatéral Switch» qui signifie interrupteur au silicium à deux directions.

bloque ensuite dès que l'intensité descend au-dessous du courant de maintien. Ce dispositif peut être branché dans un circuit de polarité quelconque. Il est très utilisé pour assurer l'amorçage des triacs de puissance commandés par des impulsions que l'on décale dans le temps.

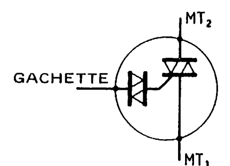


Fig.1.21

Le quadrac. Le quadrac est formé d'un triac qui possède un diac dans le circuit de sa gâchette, les deux appareils constituant un même ensemble. Le quadrac (fig. 1.21) sert principalement pour les commandes de puissance variable avec des impulsions décalées dans le temps.

Le transistor unijonction (encore appelé *u.j.t.* (1)). Cet appareil qui est à deux bases (fig. 1.22) ne fait pas souvent partie de la famille des thyristors. Cependant pour la plupart des applications, on peut simuler son circuit équivalent par celui d'un thyristor. En effet cet appareil est analogue à un thyristor dont la gâchette d'anode serait alimentée par le potentiomètre R_1-R_2.

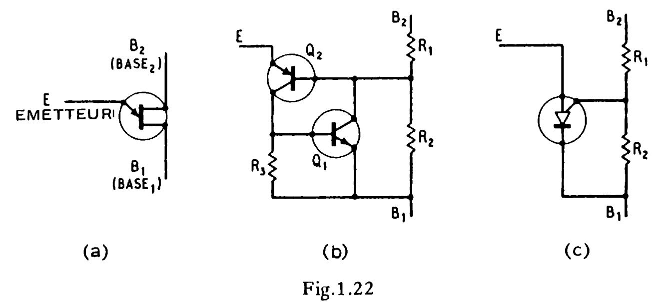


Fig.1.22

A l'état normal, la tension appliquée à B_2 est positive et de valeur fixe tandis que celle est appliquée à E est variable. En raison

(1) *u.j.t.* vient de l'anglais «Unijonction Transistor» qui signifie transistor unijonction.

du diviseur de tension R_1-R_2 une tension de «référence» fixe est alors appliquée à la base de Q_2. Si la tension d'entrée appliquée à E est au-dessous de la tension de référence, la jonction base-émetteur de Q_2 est polarisée en sens inverse, ainsi les deux transistors sont-ils à l'état bloqué. Dans ces conditions E se comporte comme une impédance élevée par rapport au signal d'entrée. En revanche, si la tension appliquée à E s'éléve à une valeur suffisante au-dessus de la tension de référence fixée par le pont R_1-R_2, la jonction base-émetteur de Q_2 se polarise dans le sens direct ce qui provoque la fermeture brutale de l'interrupteur. La tension qui provoque la conduction est la «tension de pic».

La figure 1.23 montre comment il est possible de réaliser un oscillateur simple à relaxation. Quand la tension est appliquée au condensateur par l'intermédiaire de R_1, la charge de C_1 est nulle et le transistor unijonction est bloqué. La tension aux bornes du condensateur qui est nulle croît suivant une allure exponentielle. Dès que celle-ci atteint la tension de pic le condensateur se décharge brusquement dans R_3 tandis que E a une faible impédance qui correspond à l'état saturé. Lorsque la charge de C_1 diminue on obtient une valeur telle que le courant du transistor unijonction tombe au-dessous du courant de maintien ou courant de vallée et l'appareil se bloque. C_1 recommence alors à se charger à nouveau par l'intermédiaire de R_1 et le processus recommence. Le circuit se comporte comme un auto-oscillateur qui produit une onde à dents de scie aux bornes de C_1 et un train d'impulsions aux bornes de R_3-R_2 est utilisé pour améliorer la stabilité thermique du systéme.

Un point très important au sujet de ce circuit (fig. 1.23) concerne le choix de R_1. Cette valeur doit être assez élevée pour faire en sorte que le transistor unijonction soit bloqué quand C_1 est déchargé. A cet effet l'intensité maximale dans R_1 doit être plus faible que l'intensité de vallée de l'unijonction, celle-ci étant d'environ 5mA.

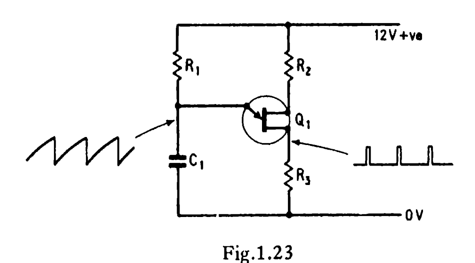


Fig.1.23

Dans la plupart des cas, la valeur minimale de R_1 est de quelques milliers d'ohms. Par ailleurs, la valeur de R_1 doit être assez basse pour permettre à l'unijonction de s'amorcer dès que la tension aux bornes de C_1 atteint la valeur de pic de l'unijonction. L'intensité de pic dans le cas le plus défavorable est de quelques microampères de telle sorte que la valeur maximale de R_1 est de quelques centaines de milliers d'ohms. Notons toutefois que le domaine de variation de R_1 pour ce simple circuit est de 100 : 1 ainsi les fréquences de fonctionnement et par suite les périodes de cet oscillateur peuvent-elles varier dans ce même domaine par le simple réglage de la résistance R_1.

CHAPITRE 2

15 ÉTUDES DE COMMUTATION DE PUISSANCE EN ALTERNATIF

Les triacs sont des interrupteurs statiques à grande vitesse. Ils n'ont aucun élément mobile pouvant provoquer un arc ou s'user et ils fournissent un gain de puissance élevé entre leur gâchette de commande et leurs bornes de sortie. On peut les utiliser pour remplacer les interrupteurs mécaniques usuels et les relais dans beaucoup d'applications du contrôle de la puissance et dans les circuits de commutation les plus complexes.

Ce chapitre comporte quinze études de commutation de puissance en courant alternatif. Il comporte de simples interrupteurs de puissance, un interrupteur à auto-alimentation, des interrupteurs actionnés par l'eau ou par la vapeur, des interrupteurs synchrones, et des interrupteurs à surcharge automatiques. Tous ces projets utilisent les triacs IRT82 ou IRT84 fabriqués par «International Rectifier». Le triac IRT82 est un appareil à 200 V, 8 A ; il peut dans les études proposées commander des charges atteignant 960 W avec une tension d'alimentation alternative de 120 V. Le triac IRT84 est un appareil à 400 V, 10 A ; il peut supporter des charges de 2400 W avec une tension d'alimentation alternative de 240 V. Naturellement les triacs doivent être équipés de radiateur pour les puissances élevées. Un triac dissipe environ 18 W quand il fonctionne à pleine puissance.

ETUDES D'INTERRUPTEURS SIMPLES DE PUISSANCE

La figure 2.1 représente un commutateur simple de puissance alternative. Dans ce circuit qui a déjà été décrit en détail au chapitre I, le triac conduit par l'intermédiaire de R_1 dès le début de l'alternance positive quand S_1 est fermé. La commande de gâchette est arrêtée automatiquement quand le triac conduit de telle sorte que l'intensité moyenne à travers S_1 n'est que de quelques milliampères alors que l'impulsion de courant au moment de l'amorçage est d'environ deux ampères. Cette impulsion peut être réduite à moins de 100mA en utilisant le circuit (fig. 2.2). Dans ce cas, la

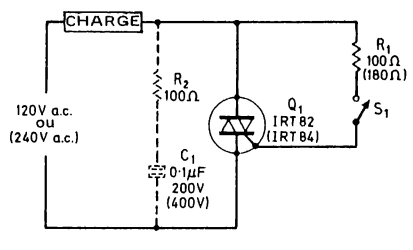


Fig.2.1

gâchette du triac est alimentée par l'intermédiaire d'un circuit R_1-C_1 est d'un interrupteur bilatéral. Dans ce circuit, C_1 se charge par l'intermédiaire de R_1 au début de chaque alternance, la tension aux bornes de C_1 suivant celle de la ligne jusqu'à ce que C_1 atteigne la tension d'amorçage de l'interrupteur bilatéral (soit 8 V). Cet interrupteur s'amorce et la capacité C_1 se décharge dans la gâchette du triac par l'intermédiaire de la résistance R_2 destinée à limiter l'intensité, ainsi le thyristor est-il amorcé. Dès que le triac conduit,

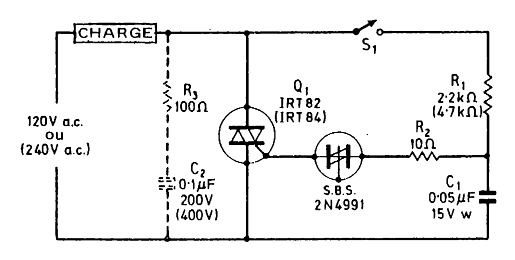


Fig.2.2

il se sature ce qui supprime la puissance qui alimentait le circuit de gâchette. Le triac se bloque automatiquement à la fin de chaque alternance et le processus d'amorçage recommence.

Il est à noter que le courant de gâchette provient de C_1 plutôt que de R_1 ainsi R_1 peut-il avoir une valeur relativement élevée (pour réduire l'impulsion de courant lors de la fermeture de S_1) sans provoquer à chaque alternance un retard à l'amorçage du triac.

Les circuits des figures 2.1 et 2.2 constituent de bons interrupteurs de puissance mais ils ne conduisent à chaque alternance que lorsque la tension dépasse plusieurs volts. Ces circuits produisent en permanence un signal radio fréquence à bas niveau quand S_1 est fermé, ce signal pouvant produire des interférences avec les ondes des postes radio qui sont à proximité du triac. Ce problème peut être résolu en utilisant une commande du circuit de gâchette en courant continu (fig. 2.3 et 2.4).

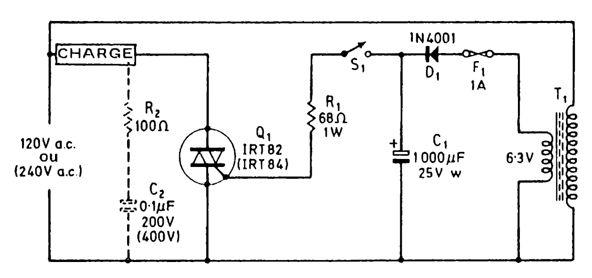


Fig.2.3

La commande de gâchette est obtenue à partir d'une alimentation à courant continu par l'intermédiaire de S_1 et R_1 dans le circuit (fig. 2.3), l'intensité à travers S_1 étant d'environ 120 mA. Dans le circuit (fig. 2.4) la commande de la gâchette est obtenue par la commutation du transistor Q_2 qui est commandée par l'intermédiaire de S_1, l'intensité à travers S_1 étant alors inférieure à 3 mA.

L'intensité à travers S_1 peut être à nouveau réduite en utilisant un autre étage à transistor. Si l'on remplace S_1 par un circuit électrique convenable le triac peut alors être commandé par la chaleur, la lumière, le son... L'alimentation à courant continu dans ces deux circuits peut être obtenue à partir de batteries ou à partir d'une alimentation alternative à l'aide d'un transformateur abaisseur de tension, d'un redresseur et d'un filtre comme on l'a représenté sur les schémas.

Les circuits de base des figures 2.1 et 2.4 peuvent comporter des charges à résistance ou à inductance. Dans le cas des charges inductives, on doit brancher aux bornes du triac du réseau tampon R-C.

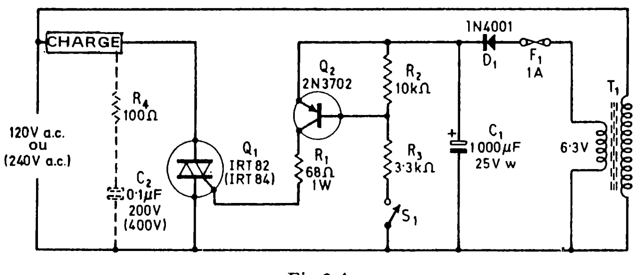


Fig.2.4

ETUDES D'INTERRUPTEUR SPÉCIAUX DE PUISSANCE

Un inconvénient des circuits commandés par du courant continu des figures 2.3 et 2.4 vient de ce qu'ils prélèvent un courant relativement élevé (environ 120 mA) à l'alimentation continue chaque fois que l'on ferme S_1. La figure 2.5 représente un circuit qui n'a pas cet inconvénient. Dans ce cas, Q_2 est un auto-oscillateur à unijonction

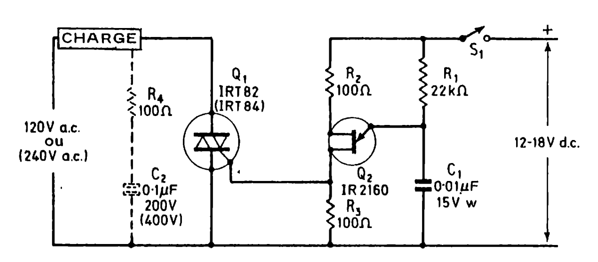


Fig.2.5

c'est-à-dire un générateur d'impulsions qui délivre dans le triac une série d'impulsions de grande puissance chaque fois que S_1 est fermé. L'oscillateur fonctionne à une fréquence de plusieurs KHz produisant environ 50 impulsions pendant chaque alternance de la tension alternative de la ligne. En conséquence, le triac est amorcé par la première impulsion qui a lieu à chaque alternance, cette impulsion se produisant à quelques degrés du début de l'alternance. Le triac

conduit alors pratiquement en permanence quand S_1 est fermé et environ la totalité de la puissance alternative est appliquée à la charge.

Le triac est actionné par des impulsions et il en résulte une économie considérable de courant, le circuit de l'unijonction prélevant à l'alimentation continue une intensité de 4 mA environ. L'alimentation continue peut être obtenue à partir de batteries ou à partir du réseau alternatif en utilisant un transformateur abaisseur de tension, un redresseur et un filtre.

On peut améliorer de façon simple mais utile la figure 2.5 comme le montre la figure 2.6. Ce circuit est exactement le même avec la différence que les impulsions de l'unijonction sont fournies à la gâchette du triac par l'intermédiaire d'un transformateur d'impulsions isolé dont le rapport de transformation est 1 : 1. En conséquence, le circuit de l'unijonction assure la fermeture et l'ouverture du triac tout en étant complètement isolé du réseau alternatif. Le circuit de contrôle de l'unijonction peut être alors être mis à la masse pour des raisons de sécurité si cela est souhaitable.

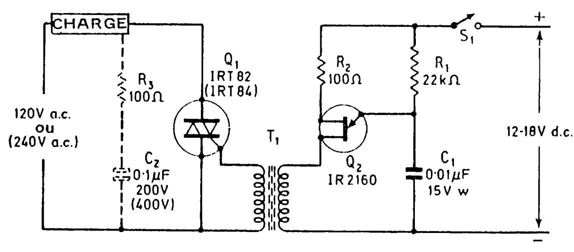


Fig.2.6

La figure 2.7 montre comment l'interrupteur de ligne d'entrée peut être modifié pour fonctionner comme interrupteur commandé par l'eau ou par la vapeur, sa fermeture étant provoquée par l'humidité. Q_3 est branchée entre la borne positive du réseau continu et R_2 (la résistance de réglage de l'unijonction) tandis que la base de Q_3 est reliée à une électrode métallique par l'intermédiaire de la résistance R_1 qui limite l'intensité à la valeur fixée. Quand les électrodes sont ouvertes, la base du transistor Q_3 n'étant traversée par aucun courant, celui-ci se comporte comme un interrupteur ouvert. Dans ces conditions l'unijonction n'oscille pas et le triac est bloqué. En revanche si l'on place aux bornes des électrodes une résistance inférieure à quelques megohms, la base de Q_3 est

alimentée par l'intermédiaire de la ligne négative ainsi Q_3 se comporte t-il comme un interrupteur fermé. Dans ces conditions l'unijonction se met à osciller et le triac conduit. L'eau et la vapeur ont des pro-

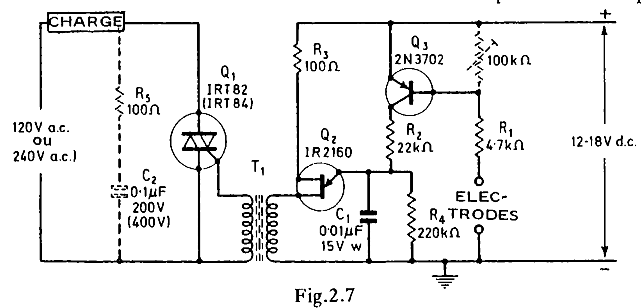


Fig.2.7

priétés de conduction différentes. En conséquence, quand l'eau ou la vapeur sont en contact simultanément avec les deux électrodes métalliques, le triac conduit, le circuit fonctionnant comme un interrupteur commandé par l'eau ou la vapeur.

Le fonctionnement du circuit peut être inversé afin que le triac se comporte comme un interrupteur ouvert en présence d'eau ou de vapeur (fig. 2.8). A cet effet on branche Q_3 aux bornes de C_1. Quand l'humidité apparaît, la capacité est shuntée, l'unijonction cesse d'osciller et le triac est bloqué. Il faut entre les électrodes une résistance d'au moins deux megohms pour obtenir l'ouverture du triac.

Les sensibilités des circuits (fig. 2.7 et 2.8) peuvent être réduites à une valeur fixée à l'avance, si cela est souhaitable, en branchant

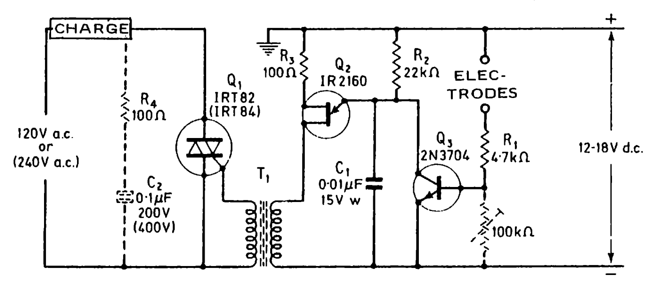


Fig.2.8

aux bornes de la jonction base-émetteur de Q_3 une résistance de 100 KΩ comme on l'a représenté en pointillé sur le montage. L'une des deux électrodes utilisées dans ces différents montages peut être mise à la masse si cela est nécessaire. Le transformateur T_1 est un transformateur à impulsions avec un rapport de transformation 1 : 1.

La figure 2.9 représente un autre type d'interrupteur de puissance. Dans ce cas le circuit fonctionne comme un bouton poussoir à auto-alimentation. En effet, supposons que initialement le triac soit bloqué la tension aux bornes de la charge est nulle et comme la gâchette du triac est sensiblement au potentiel de MT_1, la tension à la gâchette du triac ou aux bornes du circuit C_1-R_2 est alors nulle. Le triac est bloqué, la capacité C_1 est déchargée et la puissance fournie à la charge est nulle.

Supposons que l'on ferme S_1 pendant une durée très courte, une impulsion est appliquée à la gâchette du triac, celui-ci conduit, la charge est alimentée. Il en résulte que le condensateur C_1 se charge et se décharge par l'intermédiaire de R_2 suivant les fluctuations de la tension de la ligne. Cependant l'intensité dans C_1 demeure déphasée de 90° par rapport à la tension aux bornes de C_1. Quand la tension de la ligne passe par zéro à la fin de chaque alternance, l'intensité de décharge passe par sa valeur maximale. Elle traverse alors la gâchette du triac provoquant à nouveau la conduction du triac au début de l'alternance suivante. Ainsi R_2

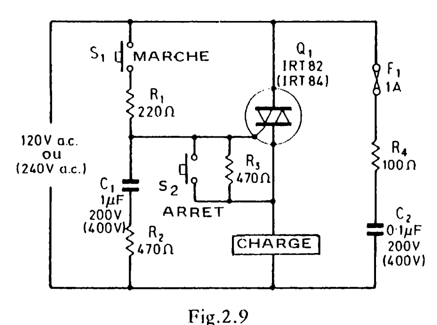


Fig.2.9

et C_1 assurent-ils l'auto-alimentation du triac qui demeure en service dès que sa commande a été déclenchée par l'intermédiaire de S_1. Le circuit peut être ouvert en appuyant un temps très court sur le bouton poussoir S_2. Dans ces conditions, C_1 se décharge à travers

la charge plutôt que dans la gâchette. Un filtre (R_4-C_2) est branché aux bornes du réseau d'alimentation pour empêcher le triac d'être déclenché par des tensions parasites de la ligne.

ETUDES D'INTERRUPTEURS SYNCHRONES DE PUISSANCE

Tous les montages que nous avons étudiés produisent des signaux radiofréquences soit à l'instant où la tension est appliquée à la charge soit de façon continue pendant l'alimentation de la charge. L'amplitude de ce signal radiofréquence est proportionnelle à la valeur instantanée du courant qui traverse le triac. Celle-ci peut devenir importante quand on a affaire soit à des charges résistives élevées telles que des appareils de chauffage soit à des feux clignotants qui utilisent des charges résistives.

Ces problèmes de signaux radiofréquences peuvent être complètement éliminés en utilisant une technique de commutation synchrone à tension nulle. Avec ce procédé, la commande de gâchette n'est appliquée à chaque alternance que pendant les époques où la valeur instantanée de la tension de la ligne est voisine de zéro. La figure 2.10 représente un commutateur synchrone de ce type.

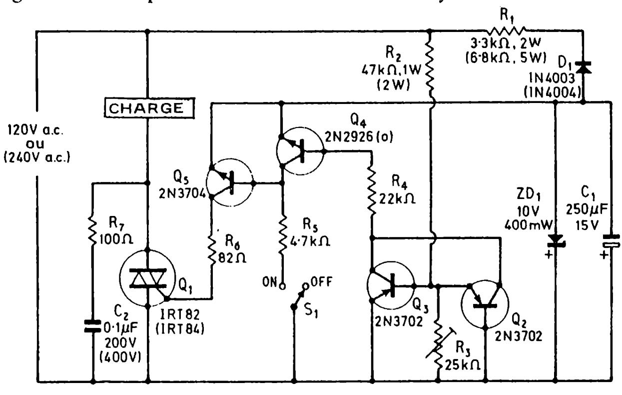


Fig.2.10

Les éléments fondamentaux de ce circuit sont d'une part un détecteur de tension nulle de la ligne, d'autre part une alimentation continue de la gâchette du triac. Ces deux éléments sont branchés

de telle façon qu'une brève impulsion du courant de gâchette n'est appliquée que lorsque la tension de la ligne est voisine de zéro à chaque alternance. Les transistors Q_2 et Q_3 qui constituent le détecteur de zéro sont alimentés à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un pont réducteur de tension R_2-R_3. Le branchement Q_2-Q_3 est tel que l'un ou l'autre de ces transistors fonctionne dès que la tension de la ligne dépasse une certaine tension de référence (réglable jusqu'à 4,2 V par l'intermédiaire de R_3) quelle que soit la polarité de la tension du secteur. Ainsi les deux transistors sont-ils bloqués quand la tension de la ligne est au-dessous de cette valeur de référence. Les collecteurs de Q_2 et Q_3 sont reliés à la base de Q_4 par l'intermédiaire de R_4. Quand S_1 est fermé, R_5 est à la fois la résistance de charge du collecteur de Q_4 et la résistance de commande de base de Q_5. De même R_6 est la résistance de collecteur de Q_5 et la résistance de commande de la gâchette du triac. L'alimentation de Q_4 et Q_5 est assurée par une tension continue stabilisée par une diode Zener à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire de R_1-D_1-ZD_1 et C_1.

Pour comprendre le fonctionnement de ce montage, nous allons supposer que S_1 est fermé et que la valeur instantanée de la tension alternative de ligne dépasse la tension de référence qui est par exemple de 5 V. Dans ces conditions, l'un des deux transistors Q_2 ou Q_3 conduit ce qui provoque la saturation de Q_4. La tension de saturation de Q_4 est inférieure à la tension base-émetteur de conduction de Q_5, ainsi le courant base de Q_5 est-il nul. Q_5 est alors bloqué et le courant de commande de gâchette est nul.

Supposons maintenant que la valeur instantanée de la tension de la ligne descende au-dessous de la valeur 5 V qui correspond à la tension de référence c'est-à-dire que la tension de la ligne est très voisine de la tension nulle correspondant au départ d'une alternance. Les transistors Q_2 et Q_3 qui sont tous les deux bloqués n'alimentent pas la base de $Q4$ qui est également bloquée. Dans ces conditions, un courant base important traverse Q_5 par l'intermédiaire de R_5 ce qui assure la saturation de Q_5. La gâchette est elle-même traversée par un courant important fourni par l'alimentation continue de 10 V par l'intermédiaire de Q_5 et R_6. Ce courant déclenche le triac, celui-ci assurant son auto-alimentation pendant la durée de l'alternance. Ainsi le courant de gâchette n'est-il appliqué au triac que pendant la durée très courte où la tension de la ligne est voisine de zéro c'est-à-dire au début et à la fin de chaque alternance. Il en résulte que les signaux radioélectriques ont un effet négligeable.

D'après ce qui précède, il est intéressant de noter que la gâchette ne fonctionne que si la base est actionnée par l'intermédiaire de R_3. Ainsi le triac peut-il être bloqué si l'on ne commande plus la base. Pour arrêter cette commande, on dispose de plusieurs procédés. Dans le cas de la figure 2.10, on ouvre l'interrupteur S_1 qui est en série avec R_5 ainsi le triac ne peut-il conduire que si S_1 est fermé. En revanche, dans le cas de la figure 2.11, on commande Q_4 en permanence par l'intermédiaire de R_4 ainsi le triac ne peut-il conduire que si S_1 est ouvert.

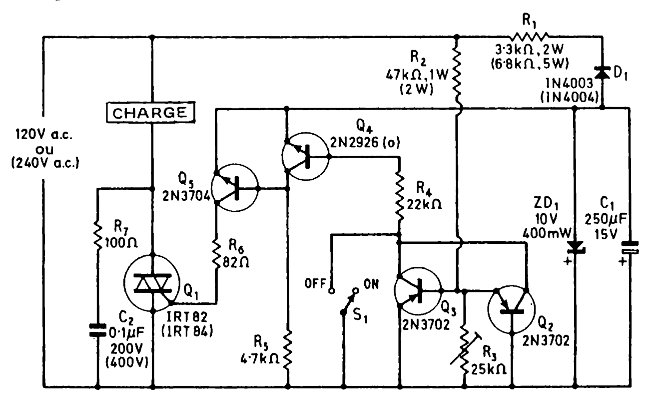


Fig.2.11

La largeur de l'impulsion de gâchette des circuits à commutation synchrone peut varier par l'intermédiaire de R_3 : la largeur doit être réglée de telle façon que l'impulsion ne puisse pas se terminer avant que le courant principal ait dépassé la valeur du courant de maintien à chaque alternance, sinon l'auto-alimentation du triac n'aura pas lieu. Pour régler R_3, on débranche la charge, on réduit la résistance R_3 à la valeur pour laquelle le triac conduit puis on met la charge sous tension. Quand R_3 est ainsi réglé, on s'assure que la tension aux bornes de C_1 ne tombe pas trop au-dessous de la valeur nominale qui est de 10 V. Le réglage est alors terminé. Si le triac doit être utilisé aux différentes charges, ce réglage doit être fait seulement pour la charge minimale.

Une version à circuit intégré de cet interrupteur synchrone à tension nulle a été réalisée par la Général Electric sous le nom de PA424.

Les figures 2.12a et 2.12b représentent respectivement les liaisons internes et externes du triac. Pour comprendre le fonctionnement de l'appareil, nous allons supposer que $Q_1 - Q_2 - R_1 - R_2 - R_3$ et R_9 sont débranchés et qu'une résistance de 16 KΩ est reliée entre le collecteur de Q_4 et la broche 7 du circuit intégré. Le fonctionnement est alors le suivant.

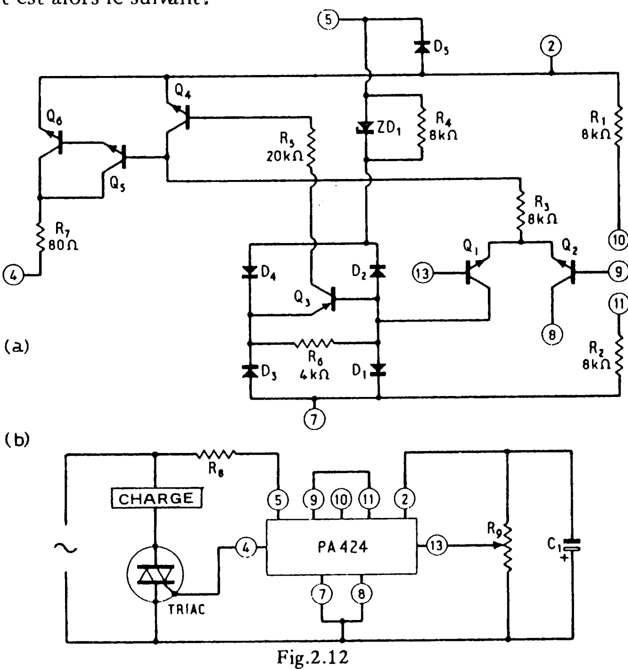


Fig.2.12

Le réseau alternatif est normalement relié aux broches 5 et 7 du circuit intégré par l'intermédiaire de la résistance R_8 destinée à limiter le courant tandis qu'un condensateur électrolytique de filtrage est relié aux broches 2 et 7. La valeur de crête de la tension alternative à la broche 5 est limitée à 10 V environ grâce à la diode Zener ZD_1 et par le pont redresseur formé des diodes D_1 et D_4. La tension à la broche 5 est redressée par D_5 puis filtrée par C_1 de telle sorte que l'on obtienne une alimentation continue stable entre les broches 2 et 7. Le transistor Q_3 est branché à la sortie du pont redresseur D_1 à D_4 de telle sorte qu'il conduise dès que la tension alternative du réseau dépasse quelques volts. Ainsi Q_3 et le pont redresseur se

comportent-ils comme un détecteur de tension nulle. Q_3, qui assure la commande de Q_4 par l'intermédiaire de R_5 dès que Q_3 conduit, utilise la résistance imaginaire précédente de $16K\Omega$ comme charge de son collecteur. Cette résistance provoque la commande de Q_5 et Q_6 qui sont branchés en montage Darlington, assurant ainsi la commande du triac par l'intermédiaire de R_7.

C'est pourquoi, dès que la tension de ligne a dépassé de façon très nette le point de croisement, Q_3 conduit ce qui assure la saturation de Q_4. Q_4 supprime le courant de base de Q_5 de telle sorte que Q_5 et Q_6 passent à l'état bloqué et que la gâchette du triac n'est plus alimentée Inversement si la tension de ligne est très proche du point de tension nulle, Q_3 est bloqué, la base de Q_4 n'est plus alimentée ce dernier est alors bloqué. La base de Q_5 est alors alimentée par l'intermédiaire de la résistance imaginaire de 16K de telle sorte que Q_5 et Q_6 se saturent, la gâchette du triac étant alors alimentée par l'intermédiaire de R_7. Dans ces conditions, la commande de grille du triac n'a lieu que pendant les très brèves durées où la tension de la ligne est voisine du point de croisement des tensions à chaque alternance, ce qui évite la production de signaux radioélectriques. Notons que le circuit peut être bloqué en ce point en alimentant la base de Q_3 afin que Q_3 conduise en permanence.

Après avoir examiné le fonctionnement de base de ce circuit on peut s'intéresser au rôle joué par $Q_1 - Q_2 - R_1 - R_2 - R_3$ et R_9. Normalement, les broches 9, 10 et 11 du circuit intégré sont en court-circuit, les broches 8 et 7 sont en court-circuit, tandis que la broche 13 est reliée à un diviseur de tension (R_9) qui est branché entre les broches 2 et 8. La paire de transistors $Q_1 - Q_2$ fonctionne comme un amplificateur de différence, le courant collecteur de Q_1 alimentant directement la base de Q_3. Q_1 peut alors délivrer un courant de blocage du circuit.

Le fonctionnement de l'amplificateur de différence permet le blocage de Q_1 si R_9 est réglé de telle sorte que la tension à la broche 13 soit rendue négative par rapport à la tension fixe appliquée à la broche 9 par l'intermédiaire de R_1 et R_2. Dans ces conditions, Q_1 assure le blocage de Q_3 ce qui permet un fonctionnement synchrone du triac. Si au contraire on régle R_9 pour que la broche 13 soit positive par rapport à la broche 9, Q_1 conduit ce qui supprime le courant dans la base de Q_3. Dans ces conditions, le triac est bloqué de façon permanente. Les émetteurs de Q_1 et Q_2 sont alimentés de façon permanente par une tension stable sensiblement égale à la moitié de la tension continue. Dans le PA424, R_3 est branché entre ce point et le collec-

teur de Q_4, elle sert à la fois d'extrémité pour l'amplificateur de différence et de charge de collecteur pour le transistor Q_4 (à la place de la résistance imaginaire de 16KΩ déjà signalée).

Les figures 2.13 et 2.14 représentent deux commutateurs synchrones de puissance utilisant le PA424. Dans les deux cas, un diviseur de tension est branché entre les bornes 2 et 7 afin de délivrer à la

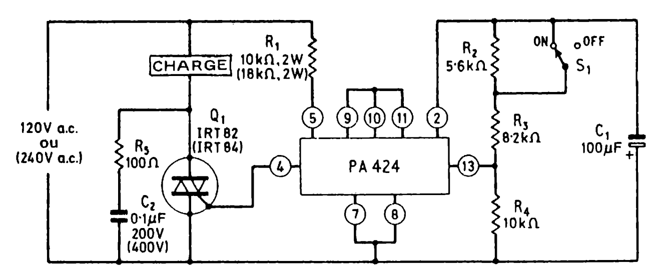


Fig.2.13

broche 13 une tension déterminée. Cette tension peut être déphasée de telle sorte que le circuit est bloqué par l'intermédiaire de S_1. Le circuit de la figure 2.13 permet la conduction du triac quand S_1 est fermé tandis que celui de la figure 2.14 permet la même conduction quand S_1 est ouvert.

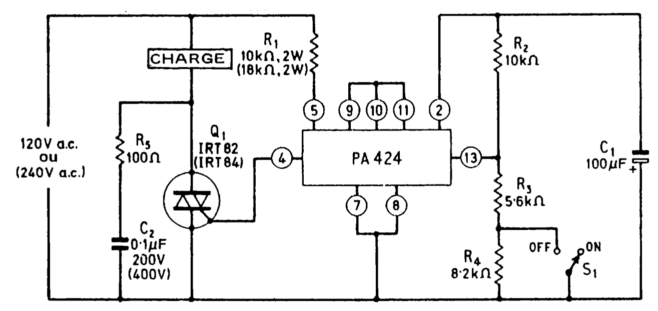


Fig.2.14

Il est à noter que dans ces circuits la largeur de l'impulsion du PA424 n'est pas réglable ainsi le triac ne pourra-t-il pas assurer son auto-alimentation si l'on utilise une charge trop faible. Les triacs fonctionnent correctement avec des charges minimales de quelques

centaines de watts. Si l'on utilise des charges plus faibles on doit utiliser des triacs comportant des courants de maintien plus faibles.

ETUDES D'INTERRUPTEURS AUTOMATIQUES A SURCHARGES

Les figures 2.15 et 2.16 montrent comment il est possible d'adapter le commutateur synchrone de la figure 2.10 pour obtenir un interrupteur à surcharge permettant l'ouverture automatique d'un circuit dès que la charge dépasse une valeur fixée à l'avance. Pour les deux circuits, une résistance de faible valeur R_8 est branchée en série avec les bornes MT_1 du triac. Une tension proportionnelle à l'intensité de charge est alors développée aux bornes de cette résistance. Cette tension alimente un système électronique de coupure qui fonctionne à partir des alternances négatives par l'intermédiaire de la diode D_2.

Sur la figure 2.15, le système de coupure comporte $Q_6 - R_9 - R_{10} - R_{11}$ et C_3. Son principe repose sur la charge de C_3 pendant les alternances négatives à une tension proportionnelle au courant de crête qui traverse la charge. Dès que la tension aux bornes de C_3

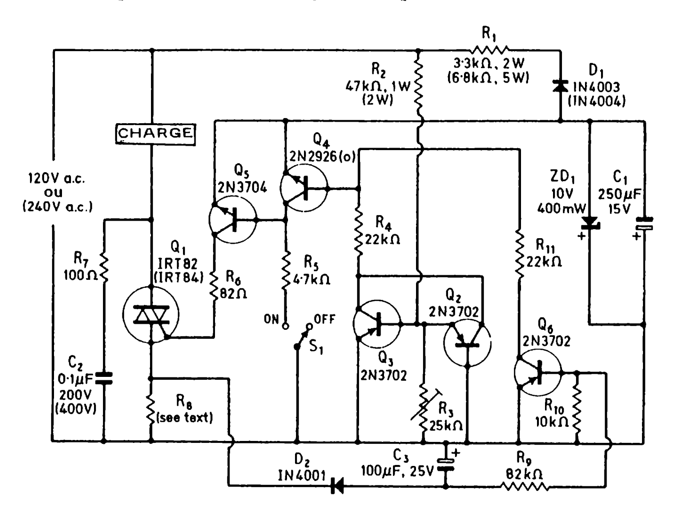


Fig.2.15

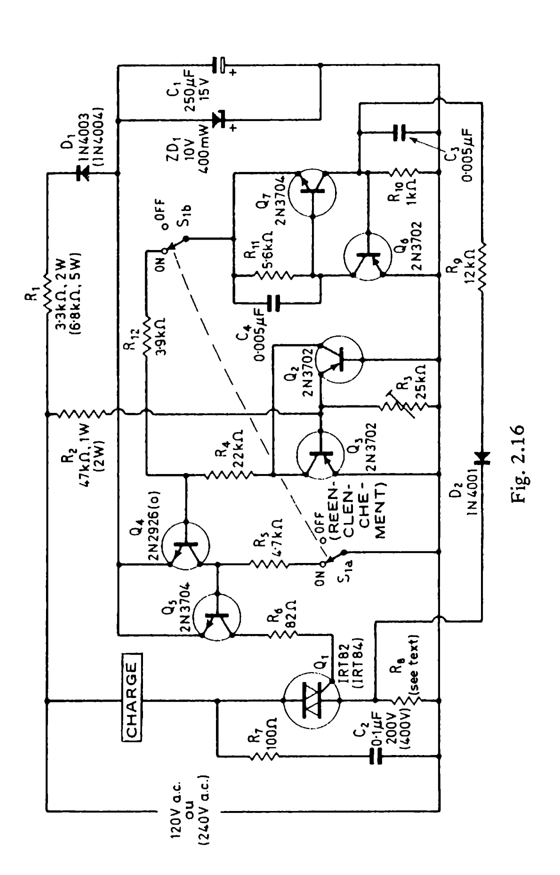

R1 3·3kΩ, 2W (6·8kΩ, 5W)
D1 1N4003 (1N4004)
C1 250µF 15V
ZD1 10V 400mW
S1b
ON
OFF
R12 3·9kΩ
R2 47kΩ, 1W (2W)
Q7 2N3704
R11 5·6kΩ
C4 0·005µF
Q6 2N3702
R10 1kΩ
C3 0·005µF
R9 12kΩ
Q2 2N3702
R3 25kΩ
R4 22kΩ
Q3 2N3702
Q4 2N2926(o)
R5 4·7kΩ
S1a
OFF (REEN-CLEN-CHE-MENT)
D2 1N4001
Q5 2N3704
R6 82Ω
CHARGE
Q1 IRT82 (IRT84)
R8 (see text)
R7 100Ω
C2 0·1µF 200V (400V)
120V a.c. ou (240V a.c.)

Fig. 2.16

dépasse 5 V, Q_6 conduit par l'intermédiaire du diviseur de tension $R_9 - R_{10}$. La conduction de Q_6 provoque la conduction de Q_4 par l'intermédiaire de R_{11} ce qui empêche l'amorçage du triac à la fin de l'alternance. La tension aux bornes de C_3 diminue alors lentement et dès qu'elle tombe au-dessous de 5 V, le triac s'amorce à nouveau. Si l'intensité dans la charge dépasse à nouveau la valeur fixée, le triac se bloque de lui-même après une ou deux alternances.

Dans ces conditions, cet interrupteur à surintensité ne se verrouille pas quand l'intensité dans la charge est excessive mais il laisse passer dans la charge des paquets d'ondes sinusoidales à intervalles périodiques. La période entre ces cycles témoins est proportionnelle à la grandeur du courant de surcharge, la valeur moyenne de la puissance absorbée au cours de ces périodes étant de faible valeur. La pleine puissance est appliquée automatiquement à la charge dès que celle-ci a repris sa valeur normale. Ces paquets d'onde ne sont pas dangereux pour les triacs qui ont de très grandes possibilités de surcharge. Les triacs peuvent supporter des surcharges allant jusqu'à 80 ou 100 A.

La figure 2.16 montre comment on peut modifier le circuit pour obtenir le verrouillage durant la période de surcharge. Dans ce cas Q_6 et Q_7 sont branchés comme un interrupteur à réaction qui conduit et qui assure son auto-alimentation dès que la tension de crête aux bornes de R_8 dépasse 5 V. Cet interrupteur peut supprimer la commande de gâchette par l'intermédiaire de R_{12} et Q_4. Quand le circuit est déclenché il peut être rétabli à nouveau en assurant successivement l'ouverture et la fermeture de S_1.

Dans ces deux circuits, on doit choisir la résistance R_8 de telle sorte que l'alimentation délivre environ 5 V pour le courant de crête fixé. Pour une intensité de crête de 5 A, la résistance R_8 serait de un ohm alors que pour 500 mA elle serait de 10 ohms. Dans le cas où les charges de ces circuits sont des lampes à incandescence, il faut noter que les courants d'appel ou de fermeture sont plusieurs fois plus élevés que les intensités de fonctionnement en régime normal.

CHAPITRE 3

20 ÉTUDES D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES D'ALARME

En raison de leurs gains de puissance élevés, de leurs faibles courants de fuite, de leurs débits élevés, les thyristors sont bien adaptés à la commande des signaux d'alarme. Plusieurs études sont décrites dans ce chapitre, elles comportent à la fois des dispositifs simples et complexes d'alarmes contre les voleurs, la lumière, l'incendie, les excès de température, le manque de température...

Toutes ces études utilisent sous des formes variées le thyristor IR106Y1 fabriqué par «International Rectifier». Le dispositif d'alarme adopté dans ces différents montages peut être un appareil quelconque (sonnerie, vibreur, sirène...) qui absorbe une intensité inférieure à 2A. Chacun des circuits peut être alimenté par une batterie dont la tension est sensiblement supérieure de 1,5 V.

Quand on réalise ces études, on doit vérifier que le thyristor ne chauffe pas trop quand le dispositif d'alarme fonctionne. S'il n'en était pas ainsi, il faudrait équiper le thyristor d'un radiateur d'au moins deux cm^2 de surface.

ETUDES DE SYSTEMES D'ALARME DECLENCHES PAR CONTACTS.

Le type d'alarme le plus simple que l'on peut réaliser avec un thyristor IR106Y1 est la commande à distance représentée à la figure 3.1. Le circuit qui ne comporte pas de verrouillage fonctionne quand l'un des interrupteurs d'entrée (S_1 à S_y) est fermé. On peut

alors brancher en parallèle une douzaine de ces interrupteurs qui sont individuellement capables d'actionner le système d'alarme. Ces interrupteurs laissent passer des intensités de quelques milliampères de telle sorte qu'ils peuvent être placés jusqu'à une centaine de mètres du thyristor et du système d'alarme sans risque de perturbations dues à la résistance élevée du conducteur de liaison.

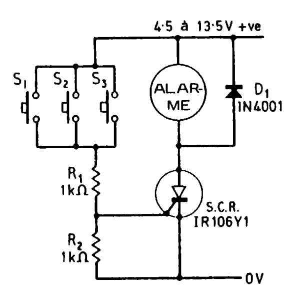


Fig.3.1

Le circuit peut être transformé en un système antivol simple à verrouillage ou en détecteur d'incendie à plusieurs entrées en branchant aux bornes de l'appareil d'alarme une résistance et un contact d'auto-alimentation (fig. 3.2).

Ces deux circuits ont de nombreuses applications dans les domaines domestique et industriel. Ils sont traversés par des courants de repos de seulement 0, 1μA quand le dispositif d'alarme ne fonctionne pas ce qui est négligeable pour les batteries d'alimentation. Si les interrupteurs sont du type à contact ou à lames, il est possible

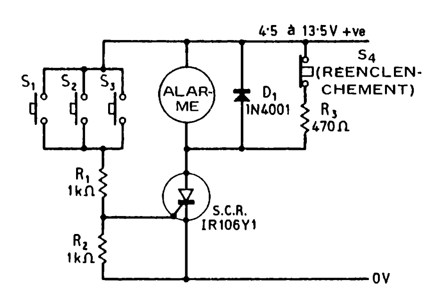


Fig.3.2

de les actionner soit par l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre soit quand un objet dépasse une limite fixée à l'avance. Si les interrupteurs sont du type à pression, le dispositif d'alarme peut fonctionner dès qu'une personne ou qu'un véhicule passe sur une plaque. Si l'on utilise des interrupteurs à thermostat, les circuits constituent des systèmes d'alarme contre l'incendie.

Le circuit (fig. 3.2) est utile comme dispositif anti-vol mais il peut être mis hors service si l'on coupe le conducteur qui relie R_1 au fil positif de ligne. Un système anti-vol plus faible représenté à la figure 3.3 assure le fonctionnement avec verrouillage si l'un des contacts est momentanément fermé ou si l'un des fils de liaison est rompu.

C_1 est une capacité qui supprime le bruit et qui évite que le système d'alarme fonctionne par erreur dans le cas d'une simple vibration des contacts ; le système ne fonctionne que si les contacts demeurent ouverts pendant une durée d'au moins une milliseconde.

Le système d'alarme (fig. 3.3) prélève un courant de repos de 500 μA (par l'intermédiaire de R_1) quand on utilise une alimentation de 6 V. On peut réduire ce courant de repos, si cela est nécessaire,

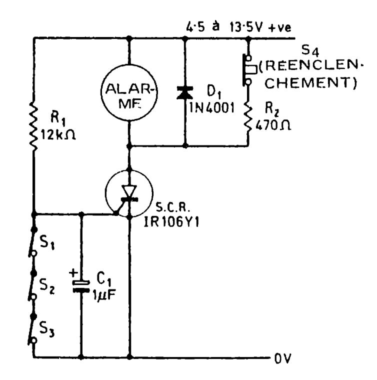


Fig.3.3

en augmentant R_1 et en utilisant un ou deux étages à transistors pour augmenter la sensibilité de la gâchette du thyristor (fig. 3.4 et 3.5). Le circuit (fig. 3.4) absorbe un courant de repos de 60 μA quand il est alimenté par une batterie de 6 V tandis que pour les mêmes conditions le circuit (fig. 3.5) absorbe une intensité de 1,4 μA.

Les systèmes anti-vol à rupture des figures 3.3 à 3.5 sont bien préférables à ceux à fermeture de la figure 3.2 mais ils ne présentent

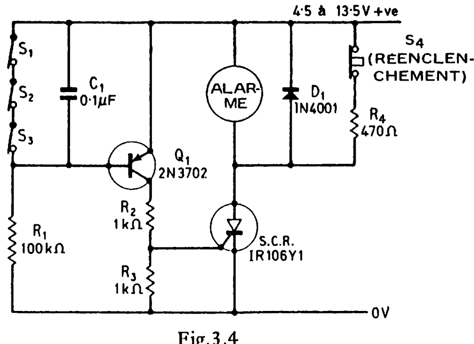


Fig.3.4

pas une sécurité totale. Ils peuvent être neutralisés si l'on branche des cavaliers aux bornes des contacts qui à l'état de repos sont fermés. On peut éviter cet inconvénient en associant dans un même

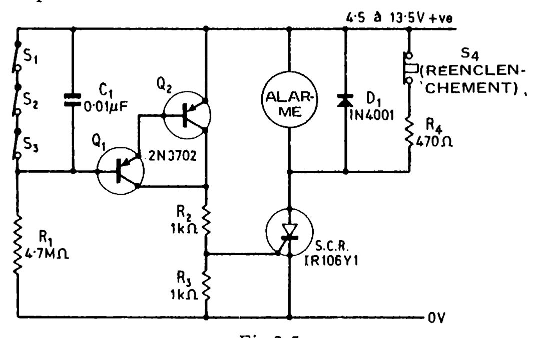


Fig.3.5

système des interrupteurs à ouverture et des interrupteurs à fermeture (fig. 3.6 et 3.7). Un voleur ne peut pas savoir quels sont les types de liaison et s'il coupe ou court-circuite les mauvaises liaisons, le signal se met à retentir puis il se verrouille.

Le signal d'alarme (fig. 3.6) qui est obtenu par la combinaison des figures 3.2 et 3.3 prélève un courant de repos de 500 µA pour une alimentation de 6 V. Le circuit (fig. 3.7) qui est obtenu par combinaison des figures 3.2 et 3.5 prélève un courant de repos de 1,4µA pour une alimentation de 6 V.

Tous les circuits anti-vol que l'on vient d'examiner fonctionnent

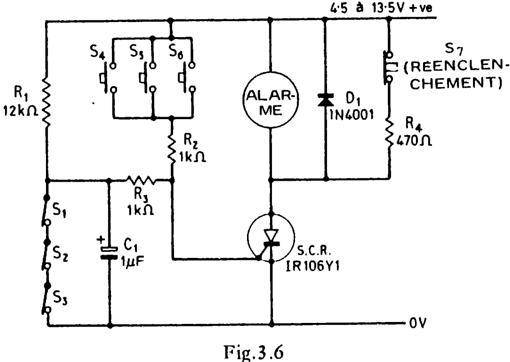


Fig.3.6

en se verrouillant dès que l'un des interrupteurs est actionné. En conséquence si le propriétaire met le système en service dans un immeuble à protéger, il lui est impossible de quitter l'immeuble

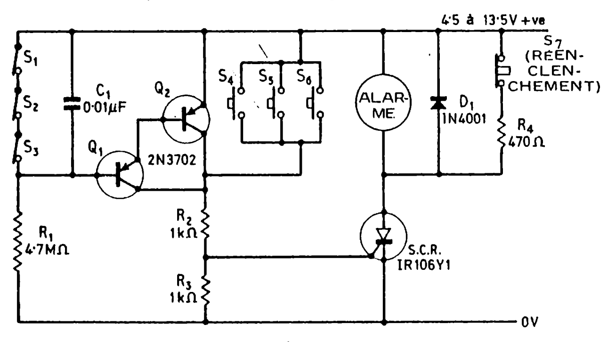


Fig.3.7

sans provoquer le fonctionnement et le verrouillage du système d'alarme. On peut remédier à cet inconvénient en équipant le système d'alarme d'un verrouillage retardé, le système d'alarme n'entrant en fonctionnement qu'un certain temps après qu'il ait été mis en position d'attente. La figure 3.8 représente l'adaptation d'un tel dispositif au système d'alarme simple de la figure 3.2. Ce dispositif peut être adapté à tout autre système déjà décrit puisque le circuit $D_2 - R_3 - Q_1 - Q_2$ — est utilisé comme un

interrupteur retardé à la place de la résistance et du bouton d'auto-alimentation des circuits précédents.

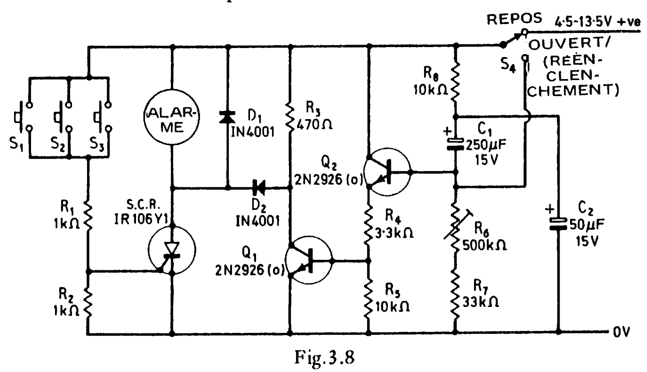


Fig.3.8

Le fonctionnement du circuit de la figure 3.8 est très simple. C_1 et $R_6 - R_7$ constituent un diviseur de tension minuté qui est branché à la base de l'amplificateur à émetteur commun Q_1 qui utilise R_3 comme charge de collecteur. La résistance est branchée à l'anode du thyristor par l'intermédiaire de D_2. R_8 et C_2 fonctionnent comme un simple filtre qui fournit une tension continue au circuit minuté C_1 et $R_6 - R_7$.

Quand on applique la tension au circuit en mettant S_4 à la position de repos, C_1 est complètement déchargé et la base de Q_2 est reliée directement à la borne positive du réseau d'alimentation. La jonction $R_3 - D_2$ est alors au potentiel zéro de telle sorte que le thyristor ne va pas se verrouiller si, à cet instant, on ferme un interrupteur d'entrée.

Dès que la tension est appliquée au circuit par l'intermédiaire de S_4, C_1 commence à se charger suivant une exponentielle par l'intermédiaire de R_6 et R_7, tandis que les tensions sur la base et sur l'émetteur de Q_2 se mettent à décroître lentement vers zéro. Ensuite, après une période comprise entre quelques secondes et quelques minutes (suivant la valeur de R_6), le courant émetteur de Q_2 tombe à une valeur tellement faible que Q_1 n'est plus saturé. Dans ces conditions Q_1 se bloque et l'intensité dans R_3 devient nulle. Si, après cette époque, on actionne l'un des interrupteurs le thyristor et l'appareil d'alarme fonctionnent, le système étant verrouillé par R_3 et D_2.

Grâce à ce procédé le propriétaire d'un immeuble peut mettre le système de protection en service puis quitter cet appartement par une porte dont la protection est assurée. Dès que ce propriétaire franchit la porte protégée, le système d'alarme retentit ce qui est une indication sur son bon fonctionnement, mais le système cesse de fonctionner dès que cette personne ferme la porte derrière elle. Un court instant après le système met en service la possibilité du verrouillage puis ce système est en état de fonctionner normalement sous l'action des interrupteurs de commande.

Un autre procédé qui peut être utilisé pour permettre au propriétaire de quitter son appartement est l'interrupteur à retard. Cet appareil qui est branché à l'une des portes de sortie de l'immeuble est organisé de telle sorte qu'il mette hors service le contacteur de porte pendant une période suffisante pour permettre à la personne de quitter l'immeuble sans déclencher le signal d'alarme.

La figure 3.9 représente le circuit pratique d'un interrupteur muni d'un relais de circuit. Le circuit est presque identique à celui à verrouillage retardé de la figure 3.8 avec la différence que la résistance R_3 de la figure 3.8 est remplacée par le relais *RLA* (fig. 3.9). Le fonctionnement du circuit est déclenché par la fermeture brève

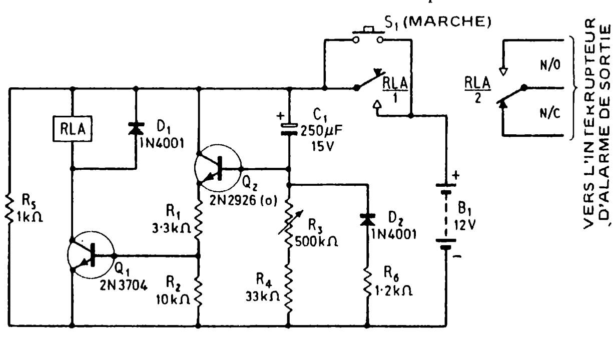


Fig.3.9

de S_1 ce qui actionne *RLA* et Q_1 par l'intermédiaire de Q_2 et de C_1 ; dès que le relais fonctionne, les contacts *RLA*/1 changent de position ce qui court-circuite S_1 assurant ainsi l'alimentation du circuit quand le bouton poussoir est relaché. De même les contacts *RLA*/2 changent de position neutralisant l'interrupteur d'alarme de la porte de sortie. Dès que S_1 est fermé, C_1 se charge par l'intermédiaire de R_3 et de R_4 ; après un délai qui varie entre 10 s et

2 min suivant la valeur de R_3, la tension due à la charge de C_1 est telle que RLA et Q_1 ne fonctionnent plus. Dès que RLA change d'état, les contacts $RLA/1$ changent de position supprimant ainsi l'alimentation du circuit. Les contacts $RLA/2$ changent également de position assurant ainsi un fonctionnement normal de l'interrupteur de cette porte de sortie. Comme le circuit n'est plus alimenté par suite du changement de position de RLA, la capacité C_1 se décharge rapidement par l'intermédiaire de $R_5 - R_6$ et D_2. La séquence de fonctionnement du circuit est alors complète. Le relais $RLA/2$ peut être utilisé pour mettre hors service aussi bien des interrupteurs à fermeture que des interrupteurs à ouverture.

SYSTÉMES D'ALARME ACTIONNÉS PAR L'EAU ET PAR LA VAPEUR

Les impuretés dans une eau normale rendent le liquide conducteur avec les caractéristiques d'une résistance. Beaucoup d'autres liquides et de vapeurs présentent des propriétés identiques aux résistances. En conséquence, la résistance aux bornes des deux électrodes métalliques passe d'une valeur voisine de l'infini à une valeur très basse si l'on place ces électrodes dans un tel milieu conducteur. Ces variations de résitances permettent de commander une grande variété de signaux d'alarme. Deux de ces systèmes que l'on peut actionner soit par l'eau soit par la vapeur sont représentés (fig. 3.10 et 3.11).

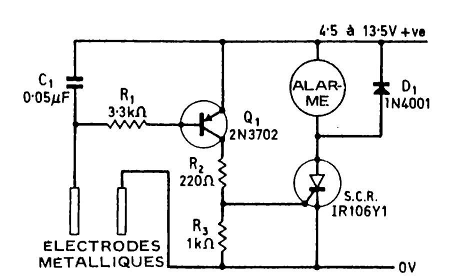


Fig.3.10

Les deux systèmes qui fonctionnent sans verrouillage utilisent un amplificateur à transistor destiné à augmenter la sensibilité de la gâchette du thyristor. Dans ces conditions, le thyristor est amorcé par le très faible courant électrique qui passe dans le milieu

conducteur quand celui-ci vient en contact avec les deux électrodes à la fois.

Le circuit (fig. 3.10) qui n'utilise qu'un seul transistor a une sensibilité telle que le signal d'alarme est déclenché pour une résistance entre les électrodes inférieure à 220 KΩ. Cette sensibilité est suffisante pour réaliser un signal d'alarme actionné par l'eau.

Le circuit (fig. 3.11) qui utilise deux étages à transistor assure un fonctionnement pour une résistance entre les électrodes inférieure à 10 MΩ. Cette sensibilité est suffisante pour assurer une protection aussi bien pour l'eau que pour la vapeur. Si cela est nécessaire, on

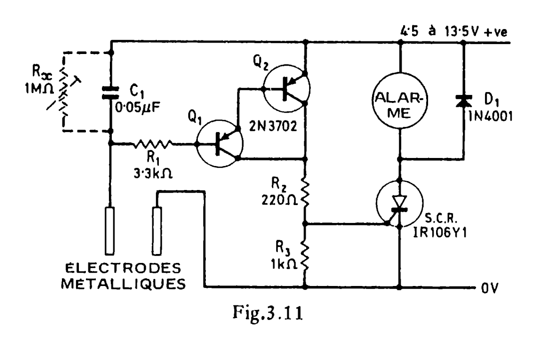


Fig.3.11

peut réduire cette sensibilité à une valeur fixée à l'avance en branchant une résistance de un mégaohm aux bornes de C_1 comme on l'a représenté en pointillé. Dans ces deux circuits la capacité C_1 est utilisé pour supprimer des signaux parasites dus aux conducteurs de liaison, signaux qui pourraient produire l'amorçage intempestif du circuit tandis que la résistance R_1 a pour but de protéger le circuit dans le cas d'un court-circuit franc aux bornes des électrodes.

Ces deux circuits ont de nombreuses applications domestiques et industrielles. Ils peuvent être utilisés soit comme signal d'alarme contre la pluie ou contre l'inondation des caves, soit comme indicateur de niveau dans les citernes ou dans les baignoires. Enfin ils peuvent signaler que de la vapeur sort d'un tube ou qu'un liquide entre en ébullition.

SIGNAUX D'ALARME COMMANDÉS PAR LA LUMIERE

Ces signaux d'alarme ont de nombreuses applications domestiques et industrielles. Ils peuvent émettre un bruit d'alarme quand la lumière pénètre dans une zone normalement sombre comme une chambre forte ou quand un objet interrompt un faisceau lumineux. Ils peuvent être utilisés comme détecteurs de fumée.

Une variété de ces dispositifs est décrite dans ce paragraphe, ils sont utilisés comme éléments sensibles à la lumière. La résistance sensible à la lumière (encore appelée) l.d.r. (1)) est une cellule photoélectrique au cadmium. Celle-ci se comporte comme une résistance élevée en régime sombre et comme une résistance faible quand elle est éclairée. Tous ces circuits sont de différents types, ils peuvent travailler avec des cellules dont la face exposée a un diamètre d'environ un à trois centimètres.

Les figures 3.12 et 3.13 représentent deux systèmes d'alarme simple commandés par la lumière. Pour ces deux circuits la cellule est supposée montée dans une enceinte sombre le signal étant amené à fonctionner quand la lumière pénètre dans cette zone protégée. La cellule (l.d.r.) et la résistance R_1 forment un potentiomètre qui

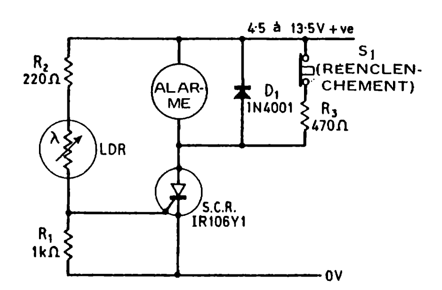


Fig.3.12

alimente la gâchette du thyristor. La commande de la gâchette a lieu directement dans le circuit (fig. 3.12) et par un transistor branché en émetteur-suiveur dans le circuit (fig. 3.13).

(1) l.d.r. vient de l'anglais «Light Dependent Resistor» qui signifie résistance sensible à la lumière.

Le fonctionnement est très simple. En régime sombre, la cellule présente une très grande résistance de telle sorte qu'aucune tension n'est appliquée à la gâchette. Quand la cellule est éclairée, sa résistance tombe à une valeur faible, la gâchette déclenche le thyristor qui en conduisant actionne le système d'alarme. La sensibilité du

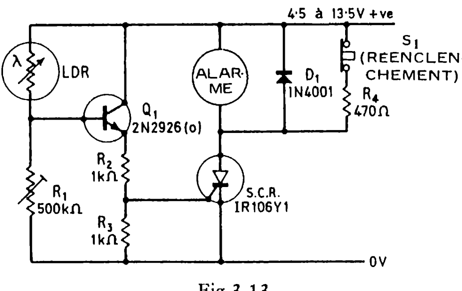


Fig.3.13

circuit de la figure 3.12 est telle que l'alarme fonctionne quand la résistance de la cellule tombe au-dessous de 10 KΩ. La sensibilité du circuit de la figure 3.13 est beaucoup plus élevée, ce système fonctionnant quand la résistance de la cellule tombe à moins de 200 KΩ. Cette sensibilité peut être réduite par réglage de R_1.

Les fonctionnements des circuits (fig. 3.12 et 3.13) peuvent être inversés de telle sorte que les signaux d'alarme fonctionnent en régime sombre en intervertissant les positions de R_1 et de la cellule dans les figures 3.14 et 3.15. Ces deux circuits peuvent être utilisés

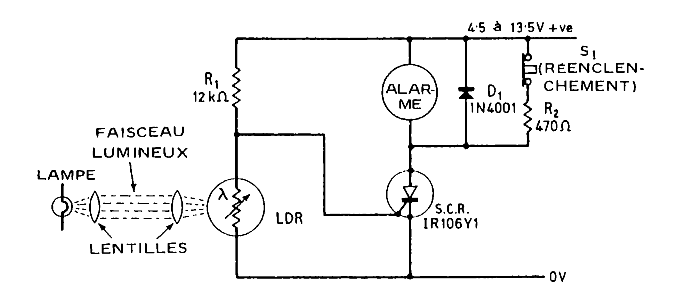


Fig.3.14

comme de simples signaux d'alarme par interruption d'un faisceau lumineux. Normalement, la cellule est brillament éclairée grâce à un faisceau lumineux obtenu par un système de lentilles. La cellule présente alors une faible résistance, la gâchette n'est pas commandée et le thyristor est bloqué. Quand une personne ou

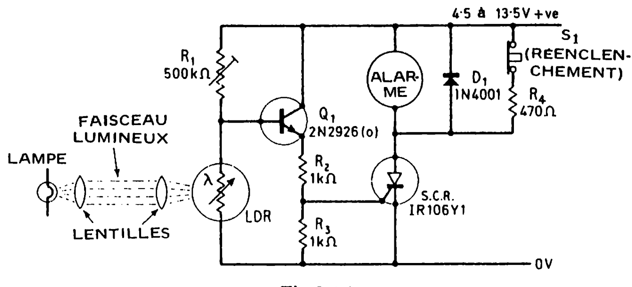


Fig.3.15

un objet coupe le faisceau, la résistance de la cellule monte à une valeur élevée, une tension est appliquée à la gâchette, le thyristor conduit ce qui assure le fonctionnement du signal d'alarme...

Le thyristor (fig. 3.14) peut être d'un modèle quelconque à condition que la résistance qu'il présente soit inférieure à 1000Ω en régime lumineux et supérieure à 3000Ω en régime sombre. Le circuit (fig. 3.15) peut être utilisé avec des thyristors de résistance inférieure à environ 50 KΩ en régime lumineux.

Les circuits des figures 3.14 et 3.15 sont utiles dans beaucoup d'applications comme signaux d'alarme à dérangement mais ils ne conviennent pas comme système anti-vol de grande sécurité. Les deux circuits peuvent être mis hors service par une lumière qui brille avec une intensité supérieure à l'éclairage normal. On peut éviter cet inconvénient de différentes façons, l'une d'elles étant représentée (fig. 3.16).

Dans ce cas, la cellule est branchée en pont par $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$ et la cellule tandis que Q_1 et Q_2 constituent un détecteur équilibré qui commande la gâchette du thyristor. Le principe du circuit est que le pont est équilibré avec blocage du système d'alarme quand la cellule est normalement éclairée tandis que le pont est déséquilibré avec fonctionnement du système d'alarme si l'éclairage de la cellule est légèrement différent de l'éclairage normal. Dans ces

conditions, le système d'alarme retentit si le rayon lumineux est interrompu ou si la cellule est très éclairée.

Dans ces conditions, en situation d'équilibre, une tension directe est appliquée aux deux transistors Q_1 et Q_2 mais celle-ci ne suffit pas à faire conduire l'un ou l'autre des transistors, donc le thyristor et le signal d'alarme ne fonctionnent pas. En revanche, si le faisceau de lumière est interrompu, la résistance de la cellule augmente, la tension au point de liaison de cette cellule et de R_1 tombe nettement au-dessous de 5 V et la polarisation directe base-émetteur dépasse 650 mV ce qui assure la conduction de Q_1 et par suite le déclenchement du thyristor et du signal d'alarme.

Pour comprendre le fonctionnement du circuit nous allons faire des hypothèses suivantes. L'alimentation du circuit est de 10 V. La résistance R_1 est rendue égale à celle de la cellule en régime d'équilibre avec l'éclairage normal ainsi la tension développée entre la base de Q_1 et l'émetteur de Q_2 est-elle égale à 5 V. La résistance R_3 est réglée de telle sorte que la tension à l'émetteur de Q_1 soit de 5,6 V tandis que celle à la base de Q_2 est de 4,4 V c'est-à-dire qu'une polarisation de 600 mV existe entre les jonctions base-émetteur

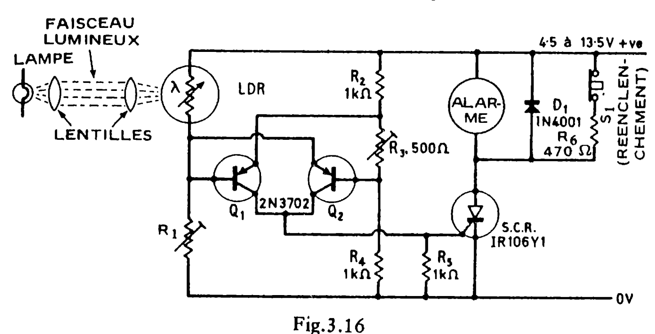


Fig.3.16

de Q1 et Q_2 à l'état d'équilibre. Les transistors Q_1 et Q_2 conduisent dès que la tension base-émetteur dépasse 650 mV.

Supposons maitenant qu'une lumière brillante avec une intensité supérieure à celle de l'éclairage de base éclaire la cellule ce qui diminue sa résistance. Dans ce cas, la tension au point de rencontre de R_1 et de la cellule augmente de plus de 5 V de sorte que la polarisation directe base-émetteur dépasse 650 mV. Dans ces conditions, Q_2

conduit ce qui provoque le fonctionnement du thyristor et du signal d'alarme.

Le système d'alarme est alors actionné si l'éclairage de la cellule s'écarte du niveau normal d'une quantité suffisante pour provoquer une variation supérieure à 50 mV de la tension au point de liaison de R_1 et de la cellule. La sensibilité du circuit qui peut varier par l'intermédiaire de R_3 peut être portée à un niveau suffisamment élevé pour que le système soit commandé par des variations d'éclairage tellement faibles que l'œil humain est incapable de les détecter.

La cellule utilisée dans le circuit (fig. 3.16) est une cellule quelconque qui présente une résistance de 200 Ω à 2000 Ω quand elle est éclairée par le rayon lumineux. R_1 doit dans les conditions précédents présenter une résistance maximale égale environ à deux fois celle de la cellule. Pour régler le circuit, on procède de la façon suivante :

On règle en premier lieu R_1 de telle sorte que environ la moitié de la tension soit appliquée au point de liaison de la cellule et de R_1 quand celle-ci est éclairée, puis on régle R_3 pour qu'une tension d'environ 400 mV soit appliquée aux bornes de R_5. On régle à nouveau R_1 pour obtenir une lecture minimale aux bornes de R_5 ; on règle à nouveau R_3 si cela est nécessaire pour que cette lecture ne tombe pas à une valeur inférieure à 200 mV. Quand le réglage de R_1 est terminé le pont est correctement équilibré. On peut alors régler R_3 pour obtenir la sensibilité du circuit au niveau désiré. Si le réglage de R_3 est tel que la tension aux bornes de R_5 est nulle, le signal d'alarme fonctionne avec une grande variation de l'éclairage tandis que si ce réglage est tel que la tension aux bornes de R_5 est de quelques centaines de millivolts, le signal d'alarme fonctionne avec une très faible variation de l'éclairage.

Pour terminer, les figures 3.17 et 3.18 représentent les circuits de deux signaux d'alarme actionnés par la fumée qui perturbe le rayon lumineux. Dans ce cas, la cellule qui est éclairée par le faisceau lumineux est insérée dans un pont formé de $R_1 - R_2 - R_3$ et de la cellule, le signal de sortie du pont est détecté puis utilisé pour actionner la gâchette du thyristor. Le circuit (fig. 3.17) utilise un détecteur à un transistor tandis que le circuit (fig. 3.18) utilise un détecteur comportant un étage symétrique à deux transistors.

Chacun des deux circuits est réglé pour que le pont soit équilibré quand la cellule est normalement éclairée tandis que le transistor Q_1, qui est légèrement conducteur, ne conduit pas assez pour amor-

cer le thyristor. Quand la fumée perturbe le rayon lumineux, l'éclairage de la cellule diminue. Dans ces conditions la résistance de la cellule augmente, le pont est déséquilibré, Q_1 conduit, le thyristor

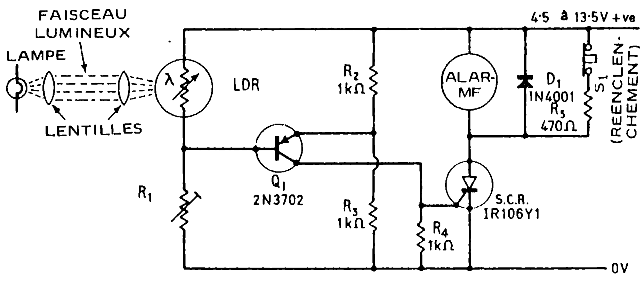


Fig.3.17

s'amorce et le signal d'alarme entre en fonctionnement. Le système d'alarme fonctionne comme un appareil détecteur de fumée.

La cellule utilisée dans les circuits détecteurs de fumée doit avoir une résistance comprise entre 200 Ω et 10 KΩ pour l'éclairage normal. La valeur maximale de la résistance R_1 est sensiblement égale au double de celle de la cellule.

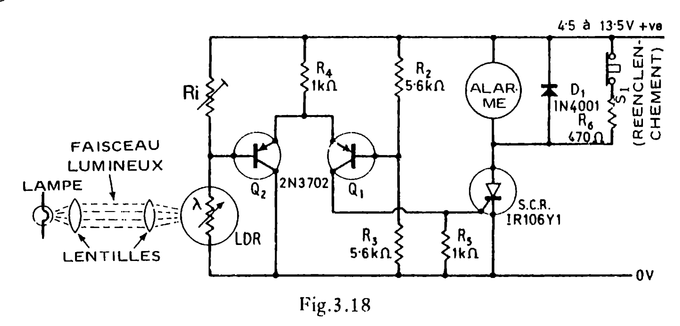


Fig.3.18

DISPOSITIFS D'ALARME ACTIONNÉS PAR LA TEMPÉRATURE

On fait appel à ces appareils pour signaler des échauffements ou des refroidissements excessifs. Trois appareils de ce type sont décrits à la fin de ce chapitre. De tels circuits utilisent comme détecteurs de la température des thermistances à bon marché dont

le coefficient de température est négatif. Ces appareils présentent une résistance élevée aux basses températures et une résistance faible aux hautes températures.

Les trois circuits étudiés dans ce chapitre fonctionnent avec des thermistances d'environ 5 KΩ à la température d'utilisation. En fait, on peut utiliser des thermistances dont la résistance à cette température est comprise entre 1 KΩ et 20 KΩ.

La figure 3.19 représente le circuit pratique d'un système d'alarme simple à échauffement excessif. Les résistances $R_1 - R_2 - R_3$ *et la thermistance* TH_1 constituent un pont tandis que le transistor Q_1 qui est utilisé comme détecteur d'équilibre du pont assure la commande du thyristor. La résistance R_1 est réglée pour que le pont soit équilibré à une température juste au-dessous du niveau choisi. La base et l'émetteur de Q_1 sont au même potentiel quand Q_1 et le système d'alarme ne fonctionnent pas. Dès que la température de TH_1 augmente, la résistance de TH_1 diminue de telle sorte que la base de Q_1 devient négative par rapport à l'émetteur. Quand TH_1 atteint la température de fonctionnement la base de Q_1 devient assez négative pour que le transistor conduise ce qui entraine la conduction du thyristor et par suite le fonctionnement du signal d'alarme. Le circuit se comporte comme un système d'alarme qui fonctionne dès que la température dépasse le niveau fixé.

Le circuit précédent peut être inversé de telle sorte que le signal d'alarme fonctionne quand la température descend au-dessous du niveau fixé en intervertissant les positions de R_1 et de TH_1

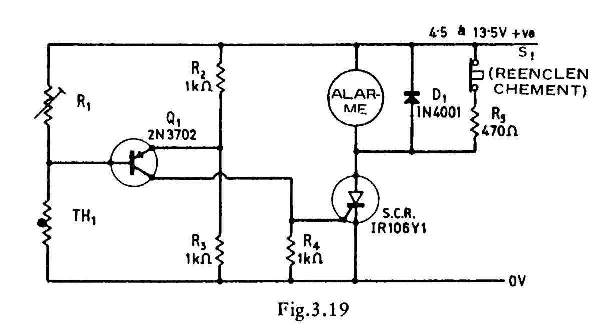


Fig.3.19

(fig. 3.20). Ce circuit peut alors être utilisé comme signal d'alarme de refroidissement.

Les circuits des figures 3.19 et 3.20 fonctionnent très bien comme systèmes d'alarme de température mais leurs points de fonctionnement peuvent subir de légères variations quand la température varie en raison des déplacements de la caractéristique de la jonction base-émetteur du transistor Q_1. Ces circuits manquent de précision si Q_1 et TH_1 ne fonctionnent pas à la même température. On peut

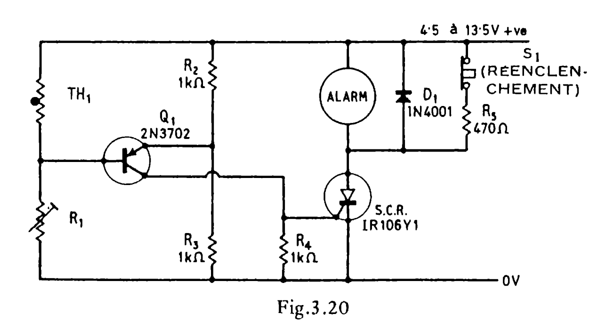


Fig.3.20

remédier à cet inconvénient en utilisant un détecteur de différence à deux transistors à la place de Q_1 (fig. 3.21).

Le circuit fonctionne comme un système d'alarme précis à surchauffe. On peut le transformer en système d'alarme précis à refroidissement en intervertissant R_1 et TH_1. Il est à noter que le circuit est représenté sans résistance de verrouillage. Dans la plupart des applications, un détecteur de ce type ne doit déclencher l'alarme sonore que si la température fixée est dépassée.

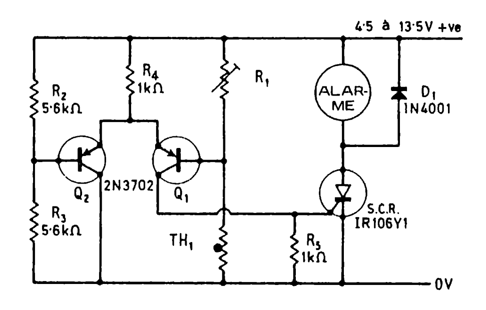


Fig.3.21

Dans ces circuits, on doit choisir TH_1 de telle sorte que sa résistance soit comprise entre 1 et 20 KΩ à la température fixée. On choisit R_1 pour que dans ces conditions sa résistance maximale soit environ le double de celle de TH_1.

CHAPITRE 4

15 ÉTUDES DE SYSTÈMES A RETARD

Les thyristors et les triacs qui peuvent être branchés en liaison avec des circuits à retard sont utilisés à de nombreuses applications domestiques et industrielles comme l'industrie de l'automobile. Ces circuits à retard peuvent fonctionner comme interrupteurs à fermeture retardée ou à ouverture retardée ; ils peuvent commander soit des charges alternatives soit des charges continues.

ETUDES D'INTERRUPTEURS RETARDÉS A FERMETURE EN CONTINU

L'un des plus simples de ces interrupteurs est représenté (fig. 4.1). Dans ce cas, le thyristor est ouvert au repos mais il se ferme automatiquement un temps donné après la fermeture de l'interrupteur S_1

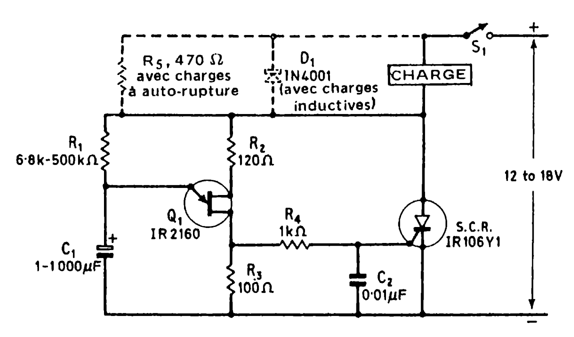


Fig.4.1

Le fonctionnement de ce circuit est simple. Quand on ferme S_1, le thyristor est bloqué de telle sorte qu'aucune tension n'existe aux bornes de la charge, la totalité de la tension étant appliquée aux bornes du thyristor. A cet instant précis, le circuit R_1 C_1 qui alimente le transistor unijonction Q_1 commence à se charger suivant une allure exponentielle. Après une durée parfaitement minutée, la tension aux bornes de C_1 atteint la tension d'amorçage de l'unijonction. Celle-ci délivre alors une impulsion à la gâchette qui déclenche le thyristor. Dès que celui-ci conduit, la charge est alimentée et la tension d'anode du thyristor tombe à une valeur voisine de zéro ce qui supprime l'alimentation de l'unijonction. Le cycle de fonctionnement est alors bouclé.

Dans ce circuit la valeur de R_1 est comprise entre 6,8 KΩ et 500 KΩ tandis que celle de C_1 est quelconque jusqu'à 1000 μF. La constante de temps du circuit est le produit $R_1 C_1$ avec R_1 en KΩ, C_1 en μF et t en ms. Ainsi pour R_1 = 500 KΩ et C_1 = 100 μF, le retard est-il d'environ 50s. Dans la pratique, le retard avec ces composants est d'environ 80s car avec les condensateurs électrolytiques la valeur de C_1 est généralement 60 pour cent plus élevée que la valeur indiquée.

Le circuit (fig. 4.1) permet d'obtenir des retards allant jusqu'à 15 minutes. Ce circuit ainsi que tous les autres circuits à retard qui utilisent le thyristor IR106Y1 comme commutateur peuvent commander des charges allant jusqu'à 2A. Dans le cas d'une charge inductive, on doit brancher une diode D_1 comme il est indiqué en pointillés. Si la charge utilisée est à auto-rupture, on doit brancher à ses bornes une résistance R_5. La capacité C_2 est branchée entre la gâchette et la cathode du thyristor afin d'éviter les amorçages intempestifs provoqués par l'intermédiaire du transistor unijontion.

La figure 4.2 représente une autre version du commutateur à transistor avec des retards pouvant atteindre plusieurs minutes. Le fonctionnement du montage est très simple. R_1 et C_1 sont branchés aux bornes de l'alimentation comme un potentiomètre qui délivre une tension variable à la base de Q_1 par l'intermédiaire de D_1 tandis que R_2 $-R_3$ constitue un autre potentiomètre qui fournit à l'émetteur de Q_1 une tension de référence fixée égale aux 3/10 de la tension d'alimentation. Le collecteur de Q_1 est branché à la gâchette du thyristor. Le fonctionnement du circuit est tel que la jonction base-émetteur de Q_1 est polarisée en sens inverse quand la tension du potentiomètre $R_1 - C_1$ est supérieure à la tension de référence du potentiomètre $R_2 - R_3$, ainsi Q_1 et le thyristor sont-ils bloqués.

En revanche, quand la tension du potentiomètre $R_1 - C_1$ est inférieure à la tension de référence, la jonction base-émetteur de Q_1 est polarisée dans le sens direct, ainsi Q_1 et le thyristor sont-ils conducteurs. La diode D_1 a pour but de protéger la jonction base-émetteur

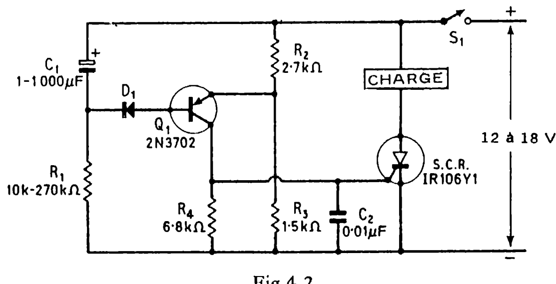


Fig.4.2

de Q_1 contre les phénomènes d'avalanche quand celle-ci est fortement polarisée en sens inverse.

Quand la tension est appliquée la première fois au circuit, la capacité C_1 qui est complètement déchargée se comporte comme un court-circuit. Dans ces conditions, la base Q_1 est au potentiel de la borne positive de l'alimentation ainsi le transistor Q_1 et le thyristor sont-ils bloqués. Dès que S_1 est fermé, la capacité C_1 se charge par l'intermédiaire de R_1, la tension à ses bornes augmentant suivant une exponentielle. Après un certain délai, la tension aux bornes de C_1 s'élève à une valeur telle que la tension de base du transistor tombe au-dessous de la tension de référence délivrée par le potentiomètre $R_2 - R_3$. La jonction base-émetteur étant polarisée en sens direct, le transistor Q_1 se met à conduire ce qui provoque la conduction du thyristor ainsi que son auto-alimentation. Le cycle de fonctionnement est alors complet. Quand le thyristor est conducteur, il peut être bloqué à nouveau par l'ouverture de S_1. C_1 se décharge alors très rapidement par l'intermédiaire de $R_2 - D_1$ ainsi la jonction base-émetteur de Q_1 et le reste du circuit sont-ils en mesure de fonctionner à nouveau dès que S_1 sera fermé.

Il y a deux remarques à faire sur ce montage :

a) Le transistor Q_1 ne prélève aucun courant du réseau $R_1 - C_1$ tant que la tension de conduction n'est pas atteinte de sorte que la constante de temps ne dépend que de R_1 et de C_1, celle-ci n'étant pas influencé par les paramètres du transistor.

b) Le thyristor conduit dès que la tension $R_1 - C_1$ tombe au-dessous de la tension de référence $R_2 - R_3$ qui est une fraction fixe de la tension d'alimentation. Comme les deux diviseurs de tension dépendent de la même alimentation, la constante de temps est indépendante des variations de la tension d'alimentation ainsi le fonctionnement est-il d'une grande précision. Cette précision est cependant un peu influencée par des variations importantes de la température ambiante. En effet ces variations qui déplacent le seuil de la tension base-émetteur du transistor du transistor provoquent une modification de la tension de conduction du transistor.

Dans ce circuit la résistance R_1 est comprise entre 10 et 270 KΩ tandis que la capacité C_1 est inférieure à 1000 μF. La durée du retard qui est sensiblement égale au produit $R_1 . C_1$ peut atteindre plusieurs minutes. On peut obtenir des retards plus longs en utilisant le montage Darlington au lieu de Q_1 et en augmentant la valeur de R_1 (fig. 4.3).

Dans ce circuit, la résistance R_1 peut atteindre 4,7 MΩ avec des retards allant jusqu'à une heure. La capacité C_1 doit avoir une résistance de fuites convenable si l'on veut que la résistance R_1 soit élevée, sinon le montage en potentiomètre constitué par la résistance de fuites et la résistance R_1 risquerait d'empêcher la tension aux bornes de la capacité d'atteindre la valeur nécessaire à la conduction de Q_1.

Les circuits des figures 4.2 et 4.3 fonctionnent parfaitement mais ils demeurent sensibles aux variations de la température ambiante. On peut éviter cet inconvénient en utilisant un détecteur de différence

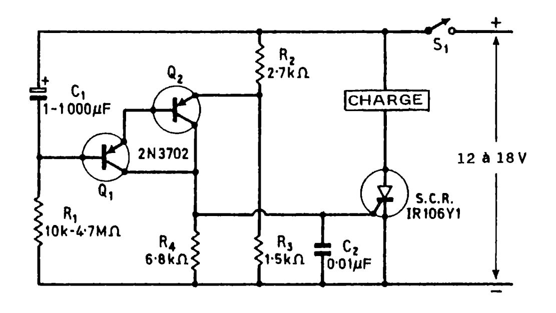


Fig.4.3

à la place simple détecteur (fig. 4.4 et 4.5). Le circuit (fig. 4.4) qui utilise un détecteur de différence à deux transistors avec des retards précis allant jusqu'à plusieurs minutes. Les diodes D_1 et D_2 assurent la protection des jonctions base-émetteur des transistors entre les phénomènes d'avalanche quand ceux-ci sont fortement polarisés en sens inverse.

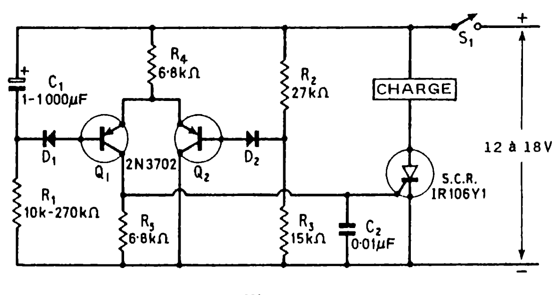


Fig.4.4

Le circuit (fig. 4.5) utilise un détecteur de différence à quatre transistors avec un montage Darlington pour chacun des deux côtés. Ce circuit permet des retards précis allant jusqu'à une heure. Dans les deux circuits, la constante de temps est sensiblement égale au produit $R_1.C_1$.

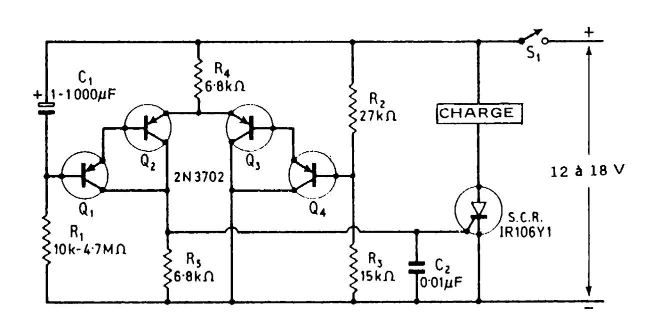


Fig.4.5

ETUDES D'INTERRUPTEURS AUTOMATIQUES A COURANT CONTINU

Avec ce type d'interrupteurs, la tension est appliquée à la charge dès que l'interrupteur de commande est fermé mais cette tension est automatiquement interrompue après un certain délai fixé à l'avance. On dispose de différents procédés pour obtenir ce résultat.

La figure 4.6 représente un circuit automatique qui utilise deux thyristors. Dans ce montage à l'état normal les deux thyristors SCR_1 et SCR_2 sont respectivement à l'état bloqué et à l'état conducteur.

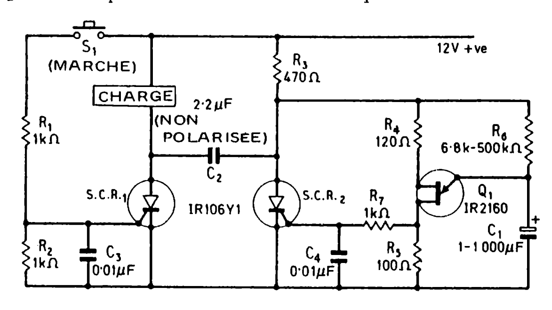


Fig.4.6

Dans ces conditions la charge n'est pas alimentée, la tension appliquée au circuit temporisateur qui comporte l'unijonction est sensiblement nulle et la charge de la capacité est totale avec une tension positive à la borne reliée à l'anode du thyristor SCR_1.

La charge est alimentée dès que l'on ferme un temps très court le bouton poussoir S_1 ce qui assure la conduction du thyristor SCR_1. Dès que ce thyristor conduit, sa tension anode tombe sensiblement à zéro ainsi la tension du thyristor de SCR_2 devient-elle momentanément négative en raison de la charge de C_2. Il en résulte que le courant débité par le thyristor SCR_2 devient nul que celui-ci se bloque.

Dès que le thyristor est bloqué, sa tension anode devient égale à la tension du réseau d'alimentation ce qui entraine l'alimentation du circuit temporisateur de l'unijonction. Pendant ce temps, C_2 se charge rapidement par l'intermédiaire de R_3, sa borne reliée à l'anode de SCR_2 devient positive. Dans ces conditions, la capacité C_1 du réseau temporisateur se charge suivant une exponentielle par l'intermédiaire de R_6 et après une durée fixée à l'avance l'uni-

jonction s'amorce ce qui assure la conduction du thyristor SCR_2. Dès que celui-ci conduit l'anode du thyristor SCR_1 devient négative par l'intermédiaire de C_2 de sorte que le thyristor SCR_1 se bloque, ce qui supprime l'alimentation de la charge. C_2 se charge très vite dans le sens inverse par l'intermédiaire l'utilisation la borne reliée à l'anode du thyristor devenant à nouveau positive. Le cycle de fonctionnement est alors complet.

Le seul inconvénient du circuit (fig. 4.6) vient de ce qu'il doit être relié en permanence à l'alimentation ainsi consomme-t-il un courant de repos d'environ 20 mA (par l'intermédiaire de R_3). On peut remédier à cet inconvénient en utilisant le circuit de la figure 4.7. Dans ce cas l'alimentation de l'utilisation est assurée par l'intermédiaire d'un relais RLA qui est lui-même commandé par les circuits du

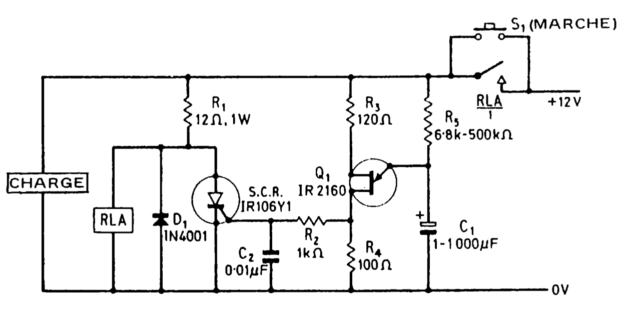


Fig.4.7

thyristor et de l'unijonction. Le relais a une résistance qui est grande par rapport à R_1.

A l'état normal, le relais est ouvert de telle sorte que le contact $RLA/1$ est ouvert, aussi le circuit ne consomme-t-il aucune énergie. Le circuit est mis en service par la fermeture momentanée du bouton poussoir S_1, ce qui assure l'alimentation de la charge et du circuit électronique. Quand S_1 est fermé le thyristor s.c.r. est bloqué. Comme la résistance de l'enroulement de RLA est grande par rapport à R_1, presque toute la tension d'alimentation est appliquée au relais ce qui assure sa fermeture. Dès que le relais est fermé, le contact $RLA/1$ se ferme ce qui verrouille le relais assurant ainsi le maintien de la tension dès que le bouton poussoir S_1 est libéré.

Dès que la tension est appliquée au circuit, C_1 se charge par l'intermédiaire de R_5. Après un certain délai, la tension aux bornes

de C_1 atteint la valeur d'amorçage de l'unijonction ce qui assure la conduction du thyristor. Dès que celui-ci conduit, sa tension anode tombe à zéro ce qui provoque l'ouverture du relais. Dans ces conditions, le contact *RLA/1* s'ouvre ce qui supprime l'alimentation de la charge et du circuit électronique. Le cycle de fonctionnement est alors complet.

Le relais utilisé dans ce montage est du type 12 V avec une résistance d'enroulement comprise entre 120 et 1000 Ω avec un ou plusieurs jeux de contacts destinés à alimenter les différentes charges.

Le circuit temporisé de la figure 4.7 est identique à celui de la figure 4.1, il peut conduire à des retards allant jusqu'à 15 minutes. Les circuits temporisés à transistors des figures 4.2 et 4.5 peuvent être utilisés pour remplacer le temporisateur à unijonction si c'est nécessaire et les figures 4.8 à 4.10 montrent comment sont branchés

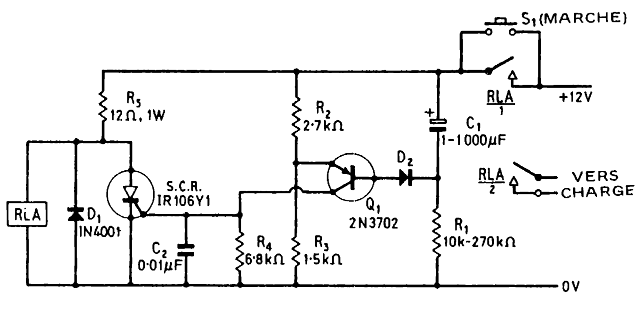


Fig.4.8

les circuits des figures 4.2 à 4.4. Il est à noter que dans ces circuits le relais a deux jeux contacts auxiliaires et que les contacts *RLA/2* servent à la commande de la charge. Si la charge doit être alimentée par la même tension de 12 V que le circuit temporisateur, on peut supprimer les contacts *RLA/2* et brancher directement la charge aux bornes du réseau temporisateur (fig. 4.7).

ETUDES DE TEMPORISATEURS A COURANT ALTERNATIF

La meilleur méthode de réalisation d'un interrupteur temporisé à courant alternatif consiste à utiliser un triac comme commutateur

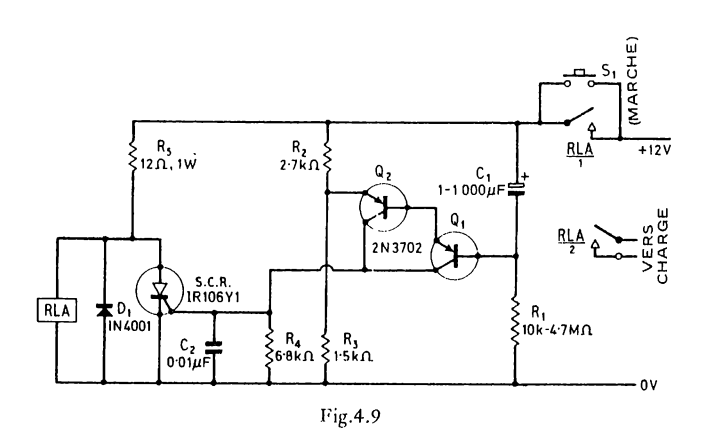


Fig.4.9

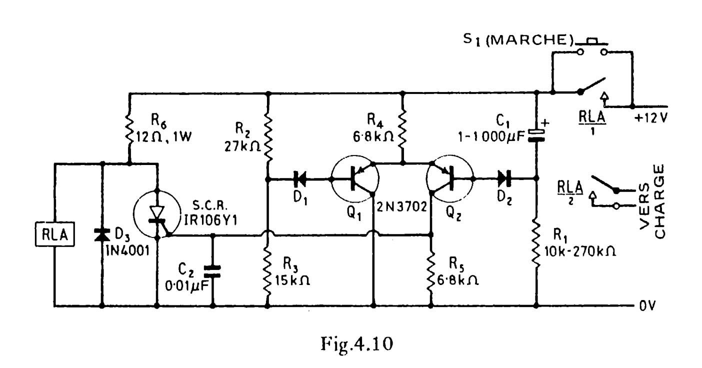


Fig.4.10

à courant alternatif et à utiliser un réseau continu comme organe de contrôle de la gâchette. Ce signal de contrôle peut être soit continu soit par impulsion.

Si le signal est du type continu le circuit doit pouvoir supporter un courant de gâchette d'au moins 120 mA afin d'assurer l'amorçage du triac. Dans ces conditions, l'alimentation continue est obtenue à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur relativement coûteux, d'un redresseur et d'un filtre.

En revanche, si on utilise ces impulsions, celles-ci sont produites par un oscillateur à unijonction du type présenté (fig. 2.5), le courant de gâchette étant alors ramené à 4 mA environ. Dans ce cas l'alimentation continue peut être obtenue à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'une résistance à bon marché destinée à faire baisser la tension d'un redresseur et d'un filtre. Ainsi la commande par impulsions est-elle le procédé le plus économique.

La figure 4.11 représente le montage pratique d'un interrupteur à retard qui utilise des impulsions pour la commande de gâchette. Q_3

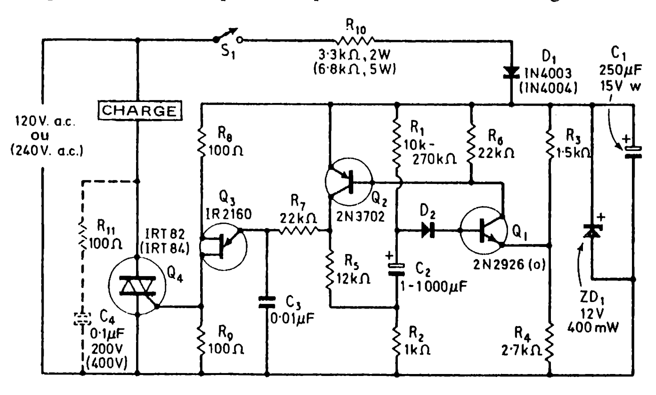


Fig.4.11

est le générateur à unijonction, qui est contrôlé par le circuit à retard $Q_1 - Q_2$. L'alimentation continue du circuit est obtenue à partir de la ligne alternative par l'intermédiaire de $R_{10} - D_1$, de la diode Zener ZD_1 et de la capacité de filtrage C_1. Le circuit temporisateur est sensiblement identique aux circuits temporisateurs à transistor déjà décrits, le fonctionnement étant comme il suit :

Les éléments $R_1 - C_2$ et R_2 sont branchés aux bornes de l'alimentation continue comme un potentiomètre temporisateur qui applique une tension variable à la base de Q_1 par l'intermédiaire de D_2. Les résistances R_3 et R_4 sont branchées aux bornes de l'alimentation continue afin de délivrer une tension de référence fixe qui est appliquée à l'émetteur de Q_1. Le courant collecteur de Q_1 alimente directement la base de Q_2 tandis que le courant collecteur de Q_2 commande l'oscillateur à unijonction par l'intermédiaire de R_7. Une partie du courant collecteur de Q_2 est renvoyé au circuit temporisateur de Q_1 par l'intermédiaire de R_5 formant ainsi une chaîne de retour entre Q_1 et Q_2.

Quand le circuit est alimenté par la fermeture de S_1, la capacité C_1 qui est complètement déchargée se comporte comme un court-circuit. Dans ces conditions la jonction base-émetteur de Q_1 est polarisée en sens inverse ce qui assure le blocage de Q_1. Le courant de base dans Q_2 est nul aussi est-il lui aussi bloqué. Comme Q_2 est bloqué, le courant dans R_7 est nul, l'oscillateur à unijonction est alors sans effet et le triac est bloqué. Dans ces conditions la charge n'est pas alimentée.

Dès que l'on ferme S_1, la capacité C_2 commence à se charger suivant une allure exponentielle par l'intermédiaire de R_1 et R_2, ce qui provoque une lente augmentation de la tension aux bornes de C_2. Après un certain délai, cette tension atteint une valeur telle que la jonction base-émetteur de Q_1 se polarise dans le sens direct ainsi Q_1 commence-t-il à conduire. Le courant collecteur de Q_1 traverse la base de Q_2 où il est amplifié et revient à R_2 par l'intermédiaire de R_5 ce qui provoque une augmentation de la tension aux bornes de R_2. Cette tension qui est transmise à Q_1 par l'intermédiaire de C_2 et D_2 entraine l'augmentation du courant collecteur. Un phénomène de réaction intervient dès que la jonction base-émetteur de Q_1 se polarise dans le sens direct ce qui provoque la saturation rapide de Q_2. Dans ces conditions, le courant passant dans l'unijonction par l'intermédiaire de R_7, celui-ci oscille, fait conduire le triac assurant ainsi l'alimentation de la charge.

Dans ce circuit, la résistance R_1 est comprise entre 10 et 270 Kohms tandis que la capacité C_2 peut aller jusqu'à 1000 μF. La temporisation est sensiblement égale au produit $R_1 C_2$, le retard maximal pouvant atteindre plusieurs minutes. Pour obtenir des retards plus longs allant jusqu'à une heure, on augmente R_1 (avec une valeur maximale de 4,7 MΩ) et on remplace le transistor Q_1 par un montage Darlington (fig. 4.12).

On peut modifier le circuit de la figure 4.11 pour réaliser un interrupteur qui s'ouvre automatiquement (fig. 4.13). Il est à noter que l'on a interverti le circuit temporisateur de Q_1 tandis que le transistor Q_2 est en parallèle avec le circuit oscillant de l'unijonction. Le fonctionnemtnt est comme il suit :

Quand on alimente le circuit en fermant S_1, C_2 qui est complètement déchargé agit comme un court-circuit. Dans ces conditions, la jonction base-émetteur de Q_1 étant polarisée en sens inverse, Q_1 est bloqué. Le courant base dans Q_2 étant nul, celui-ci est bloqué. Comme Q_2 est bloqué, le courant traverse la capacité qui assure la temporisation de l'unijonction par l'intermédiaire de $R_7 - R_5$ et R_2. Dans ces conditions, l'unijonction se met à osciller ce qui fait conduire le triac assurant ainsi l'alimentation de la charge.

Dès que S_1 est fermé, la capacité se charge et après un certain délai la tension à ses bornes atteint une valeur qui assure la polarisation de la jonction base-émetteur dans le sens direct ainsi Q_1 se met-il à conduire. Le courant collecteur de Q_1 alimente la base de Q_2, il est alors amplifié puis il est ramené à R_2 par l'intermédiaire de R_5 ce qui provoque une chute de tension aux bornes de R_2. Cette tension est transmise à la base de Q_1 par l'intermédiaire de C_2 et D_2 ce qui provoque une nouvelle augmentation du courant collecteur de Q_1. Un effet de réaction intervient dès que la jonction base-émetteur de Q_1 se polarise dans le sens direct aussi Q_2 passe-t-il

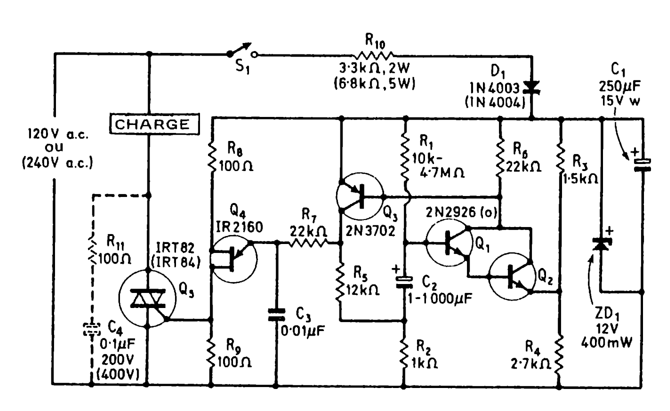


Fig.4.12

rapidement à l'état saturé. Dans ces conditions, le courant qui traverse l'unijonction par l'intermédiaire de R_7 est nul aussi celui-ci cesse-t-il d'osciller ce qui bloque le triac. La charge n'est donc pas alimentée.

La résistance R_1 (fig. 4.13) est comprise entre 10 et 270 Kohms, ce qui donne une temporisation maximale de plusieurs minutes. On peut obtenir de plus grands retards allant jusqu'à une heure en augmentant la valeur de R_1 et en remplaçant le transistor Q_1 par

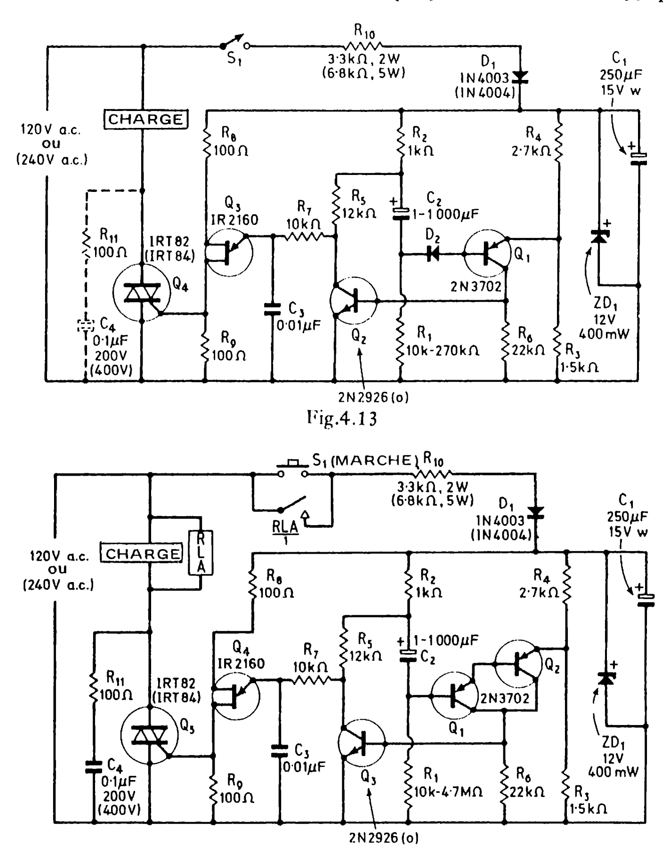


Fig.4.13

Fig.4.14

un montage Darlington (fig. 4.14). Comme le montre ce montage, on peut également utiliser un bouton poussoir accompagné d'un relais avec des contacts auxiliaires. Un circuit de lissage $R_{11} - C_4$ est branché en permanence aux bornes du triac pour éviter l'amorçage intempestif par des signaux parasites.

Pour terminer, la figure 4.15 représente un autre interrupteur d'ouverture commandé par bouton poussoir. Ce circuit utilise la commande continue de la gâchette du triac avec une tension continue de faible valeur. Cette tension est dérivée du réseau alternatif par un transformateur abaisseur 12,6 V. Le principe de fonctionnement est le suivant :

A l'état normal, le relais RLA est ouvert avec les contacts $RLA/1$ ouverts de telle sorte que la basse tension continue est nulle. Le triac est bloqué et la charge n'est pas alimentée. La mise en service a lieu quand on ferme S_1 pendant un temps très court, ce qui alimente le circuit continu. Quand on ferme S_1, le thyristor est bloqué. La résistance de l'enroulement de RLA est grande par rapport à R_5 de telle sorte qu'une tension élevée apparaît aux bornes de RLA ce qui assure la fermeture du relais. Dès que RLA se ferme, les contacts $RLA/1$ se ferment assurant ainsi le shuntage de S_1 et par suite l'auto-alimentation du relais. A ce même moment, la gâchette du triac est commandée par l'intermédiaire de R_6, le triac conduit et la charge est alimenté.

Dès que S est fermé, C_2 se charge par l'intermédiaire de R_1. Après un certain délai, la tension aux bornes de C_2 déclenche l'unijonction qui assure la conduction du thyristor. Dès que celui-ci conduit, la tension de son anode tombe rapidement à zéro ce qui supprime l'alimentation du relais et provoque son ouverture. Dans ces conditions, les contacts $RLA/1$ s'ouvrent ce qui supprime l'alimentation continue, bloquant ainsi le triac. Le cycle de l'opération est alors complet.

Dans ce montage, on utilise un relais de 12 V et de résistance comprise entre 120 et 1000 Ω avec un ou plusieurs contacts auxiliaires. La résistance R_5 est sensiblement deux fois plus faible que celle du relais de telle sorte que la tension développée à ses bornes quand le thyristor est bloqué, est d'environ 12 V. C'est pourquoi, si le relais a un enroulement de 470 Ω, la résistance R_5 doit avoir une valeur de 220 à 270 Ω.

Notons que le circuit temporisé à unijonction de la figure 4.15 est identique à celui de la figure 4.7, les retards pouvant aller jusqu'à 15

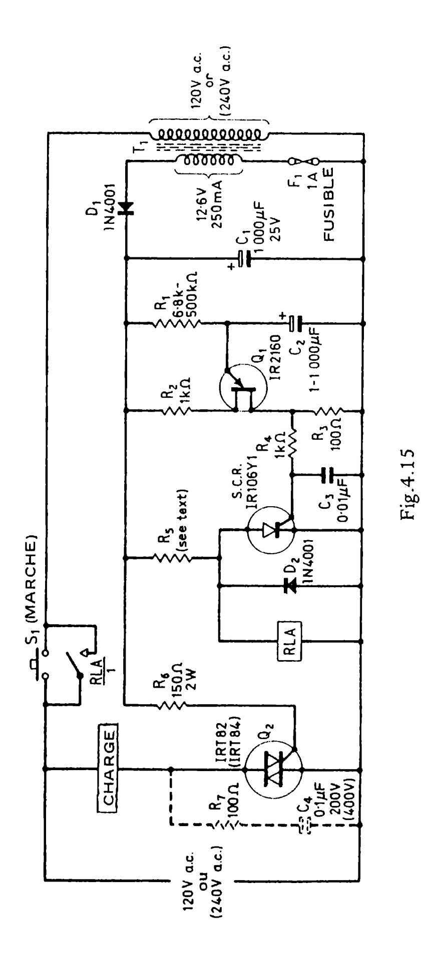

120V a.c.
or
(240V a.c.)
T1
D1
1N4001
12·6V
250mA
F1
1A
FUSIBLE
C1
1 000µF
25V
R1
6·8k-
500kΩ
C2
1-1 000µF
Q1
IR2160
R2
1kΩ
R3
100Ω
R4
1kΩ
S.C.R.
IR106Y1
C3
0·01µF
R5
(see text)
D2
1N4001
RLA
S1 (MARCHE)
RLA
1
R6
150Ω
2W
CHARGE
Q2
IRT82
(IRT84)
R7
100Ω
C4
0·1µF
200V
(400V)
120V a.c.
ou
(240V a.c.)

Fig.4.15

minutes. Les circuits temporisés à transistor des figures 4.8 à 4.10 peuvent remplacer les circuits temporisés à unijonction si cela est nécessaire, les retards possibles pouvant aller jusqu'à une heure dans la mesure où les capacités utilisées sont de bonne qualité avec des faibles résistances de fuites.

CHAPITRE 5

25 COMMANDES DE LAMPES

Les thyristors et les triacs sont utilisés pour la commande de lampes à incandescence à courant alternatif et à courant continu. Vingt cinq études sont décrites dans ce chapitre comportant des circuits à fermeture et à ouverture, des circuits temporisés, des éclairages intermittents et des commandes spéciales.

COMMANDE ALTERNATIVE AUTOMATIQUE DÉCLENCHÉE PAR LA LUMIÉRE

La figure 5.1 représente un circuit commandé par la lumière qui déclenche une lampe alimentée en alternatif dès qu'il fait sombre et qui la met hors circuit dès qu'il fait jour. Le fonctionnement de ce circuit est très simple. La gâchette du triac qui commande la lampe reçoit des impulsions produites par un oscillateur à unijonction Q_2. L'alimentation en courant continu de l'unijonction est obtenue à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire de $R_5 - D_1 - ZD_1$ et C_1. Cette alimentation délivre également la puissance au potentiomètre chargé du contrôle de la lumière, celui-ci comportant la résistance R_1 et la cellule *LDR*. Ce potentiomètre commande l'unijonction par l'intermédiaire de R_2 et D_2 tandis que R_1 est réglé de telle sorte que la tension au point de liaison de R_1 et de la cellule soit légèrement supérieure à la tension d'amorçage de l'unijonction (soit 0,7 fois la tension continue d'alimentation) au niveau souhaité pour la commande de l'éclairage.

Dans ces conditions, en régime brillant la cellule présente une faible résistance de telle sorte que la tension au point de liaison de R_1 et de la cellule soit au-dessous de la tension d'amorçage. La charge de la capacité C_2 étant alors insuffisante pour déclencher l'unijonction, celui-ci n'oscille pas, le triac est bloqué, et la lampe est éteinte. En revanche, si le régime est sombre, la résistance de la cellule est élevée, la tension au point de liaison de R_1 et de la cellule est au-dessus de la tension d'amorçage de l'unijonction. La charge de la capacité est alors suffisante pour amorcer l'unijonction. Celui ci oscille le triac est amorcé et la lampe est allumée.

Un petit inconvénient du circuit de la figure 5.1 vient de ce qu'il produit un certain scintillement de la lampe quand la lumière ambiante

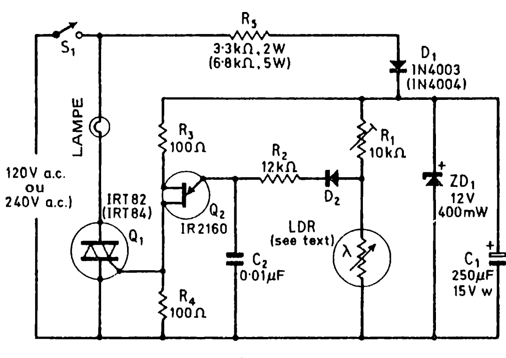


Fig.5.1

est très voisine du niveau de référence. Ce scintillement peut être gênant si le contrôle concerne de la lumière intérieure, aussi n'utilise-t-on ce procédé que pour un contrôle à l'extérieur.

La figure 5.2 représente un circuit de contrôle amélioré que l'on peut utiliser à l'intérieur car il règle l'allumage et l'extinction sans scintillement. Le circuit utilise un triac dont la gâchette est commandée par des impulsions continues. L'oscillateur à unijonction est lui-même commandé par un interrupteur de précision actionné par interrupteur de précision actionné par la lumière formé des transistors $Q_3 - Q_4$ et de la cellule *LDR*.

Le circuit R*1* – *LDR* et R_2 constitue un diviseur de tension qui fournit une tension de référence à l'émetteur de Q_4. La résistance

R_1 est réglée de telle sorte que la tension base de Q_4 soit légèrement au-dessous de celle de l'émetteur pour le niveau de lumière fixé.

Pour un éclairage brillant, la cellule présentant une faible résistance, la tension base de Q_4 est au-dessous de la tension émetteur de telle sorte que Q_4 est bloqué. Comme Q_4 est bloqué, le courant base de Q_3 est nul, celui-ci est bloqué, l'émetteur de l'unijonction n'est pas alimenté par l'intermédiaire de R_7, celui-ci n'oscille pas. Dans ces conditions le triac est bloqué et la lampe est éteinte.

Dès que la lumière ambiante diminue, la résistance de la cellule *LDR* augmente et la tension à la base de Q_4 augmente. Dans le cas où l'intensité de la lumière tombe au niveau de fonctionnement fixé, la tension de base de Q_4 augmente à une valeur telle que la jonction base-émetteur de Q_4 se polarise dans le sens direct et le transistor se met à conduire. Le courant collecteur de Q_4 alimente directement la base de Q_3 où il est amplifié. Le courant collecteur de Q_3 est alors ramené à la base de Q_4 par l'intermédiaire de R_5 -- R_2 et la cellule ce qui provoque une nouvelle augmentation de la tension base de Q_4. Dans ces conditions Q_4 conduit brutalement ce qui provoque par réaction le passage rapide de Q_3 à l'état saturé. Le transistor à unijonction est alors alimenté par l'intermédiaire de R_7 et Q_3, celui-ci oscille, le triac conduit et la lampe fonctionne. Ainsi le triac et la lampe fonctionnent-ils rapidement quand l'intensité de la lumière tombe au niveau fixé, ce fonctionnement ayant lieu sans scintillement de la lampe. La lampe s'éteint à nouveau dès que

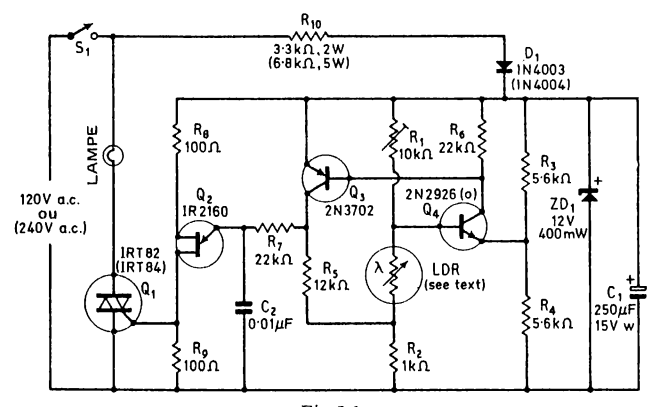


Fig.5.2

l'éclairage de la cellule tombe au-dessous du niveau fixé, ainsi le fonctionnement est-il parfaitement satisfaisant.

La cellule utilisée dans les circuits des figures 5.1 et 5.2 sont des petites cellules au cadmium qui présentent une résistance comprise entre 1000 et 10000 Ω au niveau de conduction fixé. Cette cellule doit être montée à au moins deux mètres au-dessus du sol pour qu'elle ne soit pas perturbée par les ombres des passants ou des objets afin qu'elles répondent à l'éclairage moyen ambiant de la pièce ou du domaine dont elle assure le contrôle. La cellule ne doit pas être placée dans une ambiance trop sombre ou trop brillante.

Quand on met au point le circuit en réglant la résistance R_1, il est important de noter que pour assurer un bon fonctionnement, la cellule doit être moins éclairée par la lampe que par l'éclairage ambiant. En effet dans le cas contraire un phénomène de réaction peut intervenir entre la lampe et la cellule, provoquant ainsi le scintillement de la lampe.

COMMANDES DE LAMPES AVEC TEMPORISATION

Tous les circuits temporisés du chapitre 4 peuvent servir à commander des lampes à incandescence. Les figures 5.3 à 5.6 représentent des circuits alternatifs choisis par l'auteur avec fermeture et ouverture automatiques.

La figure 5.3 représente un interrupteur continu à fermeture qui peut donner des retards allant jusqu'à 15 min. Dans ce circuit la lampe utilisée est du type 12 V – 2 A.

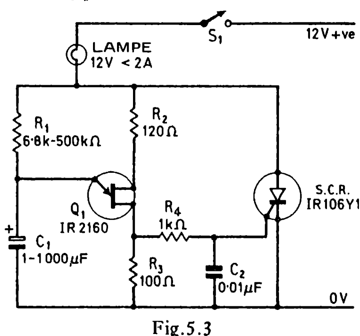


Fig.5.3

Le circuit est déduit de la figure 4.1, son fonctionnement est décrit dans le chapitre 4.

La figure 5.4 représente un circuit continu automatique à ouverture commandée par un bouton poussoir avec des retards allant

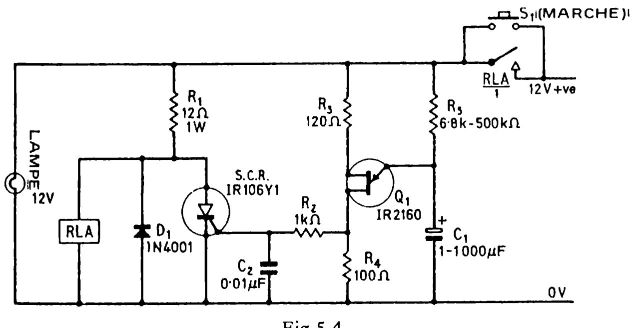


Fig.5.4

jusqu'à 15 minutes. Dans ce circuit la lampe est commandée par les contacts *RLA*/1, la lampe utilisée étant de 12 V avec l'intensité que peuvent supporter les contacts *RLA*/1 du relais. Le relais peut être de 12 V avec une résistance comprise entre 120 et 1000 Ω et avec un ou plusieurs contacts auxiliaires. Le circuit (fig. 5.4) est identique à celui de la figure 4.7.

La figure 5.5 représente un circuit alternatif à fermeture retardée

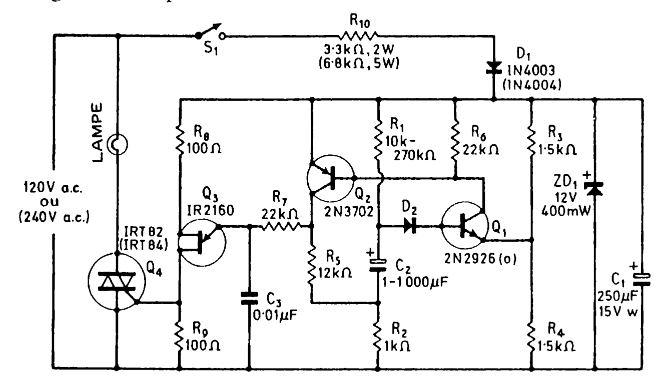


Fig.5.5

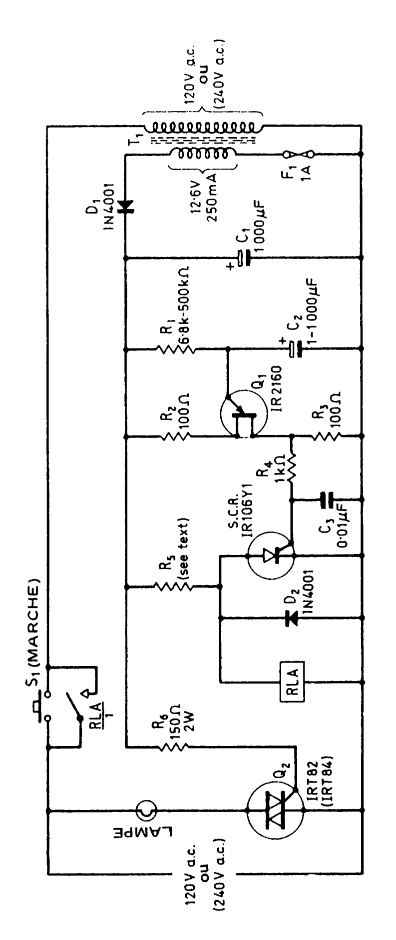

120V a.c.
ou
(240V a.c.)
T1
12·6V
250mA
F1
1A
D1
1N4001
C1
1000µF
R1
6·8k-500kΩ
C2
1-1000µF
R2
100Ω
Q1
IR2160
R3
100Ω
R4
1kΩ
S.C.R.
IR106Y1
C3
0·01µF
R5
(see text)
D2
1N4001
RLA
S1 (MARCHE)
RLA
1
R6
150Ω
2W
Q2
IRT82
(IRT84)
LAMPE
120V a.c.
ou
(240V a.c.)

Fig.5.6

avec des retards de plusieurs minutes. Avec les triacs déjà utilisés, ce circuit peut commander soit des charges de 960 W pour un réseau alternatif de 120 V, soit des charges allant jusqu'à 2400 W pour un réseau de 240 V. Le circuit qui est sensiblement identique à celui de la figure 4.11 est décrit dans le chapitre 4.

Enfin la figure 5.6 représente un interrupteur automatique à ouverture commandée par bouton poussoir avec des retards allant jusqu'à 15 min. Le circuit qui est identique à celui de la figure 4.5 peut contrôler des charges allant jusqu'à 960 W à 120 V et 2400 W à 240 V.

ETUDES DE LAMPES CLIGNOTANTES A COURANT CONTINU

Des feux clignotants à courant continu peuvent être réalisés à l'aide de transistors bipolaires ou de thyristors. Les études à thyristors étant plus intéressantes, nous allons proposer trois d'entre elles.

Le circuit (fig. 5.7) représente un montage simple de lampe clignotante dans lequel l'unijonction Q_1 est branchée en oscillateur tandis que le thyristor SCR_2 a une résistance d'anode (R_4) de valeur élevée ce qui évite son auto-alimentation. Le principe de fonctionnement est le suivant :

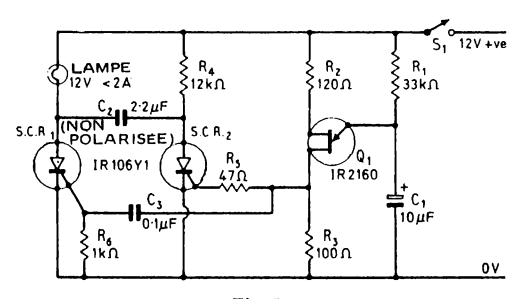


Fig. 5.7

Supposons que l'on alimente le circuit en fermant S_1, les deux thyristors sont bloqués tandis que la capacité du circuit de l'unijonction commence à se charger. Après un certain délai (déterminé

par R_1 et C_1), l'unijonction s'amorce en produisant une impulsion positive élevée aux bornes de R_3. Cette impulsion traverse la gâchette du thyristor par l'intermédiaire de C_3 provoquant ainsi la conduction et le verrouillage du thyristor s.c.r. ; l'impulsion qui est alors transmise au thyristor SCR_2 fait conduire celui-ci un temps court en raison de la valeur élevée de R_4. A la fin de cette première impulsion, le thyristor SCR_1 et la lampe conduisent, le thyristor SCR_2 est bloqué et la capacité C_1 est chargée à une valeur telle que sa borne reliée à R_4 est positive.

Après un autre retard, l'oscillation à unijonction produit une autre impulsion qui traverse la gâchette des deux thyristors. Cette impulsion n'a aucun effet sur le thyristor SCR_1 puisque celui-ci conduit tandis qu'elle fait conduire SCR_2 un temps très court. Cette conduction a pour effet de mettre à la masse l'extrémité positive de C_2 ce qui applique une polarisation inverse à l'anode de SCR_1 assurant ainsi le blocage du thyristor et par suite l'extinction de la lampe. Le thyristor SCR_2 se bloque à nouveau à la fin de l'impulsion car il n'a pas de courant de maintien. A la fin de la seconde impulsion, les deux thyristors sont à nouveau bloqués et le cycle de fonctionnement peut recommencer avec l'arrivée de la troisième impulsion délivrée par l'oscillateur à unijonction.

Le circuit fonctionne comme un feu clignotant, la lampe étant régulièrement allumée et éteinte pendant des durées égales avec une période égale à la moitié de celle de l'oscillateur à unijonction. La période des éclairs est sensiblement égale au double du produit $R_1 - C_1$ ce qui, avec les valeurs utilisées, représente une fréquence d'environ un éclair par seconde. Cette fréquence peut être augmentée en réduisant la valeur de R_1 jusqu'à une valeur minimale de 6,8 KΩ. Elle peut être diminuée en augmentant R_1 jusqu'à une valeur maximale de 470 KΩ.

La figure 5.8 montre comment on peut modifier le circuit de la figure 5.7 pour qu'il conduise automatiquement en régime sombre et qu'il s'ouvre en régime clair. Pour comprendre le principe du fonctionnement nous allons supposer que $Q_2 - R_9$ et R_8 sont débranchés. Dans ce cas, le circuit est semblable à celui de la figure 5.7 avec la différence que la résistance R_1 de temporisation de l'unijonction est reliée au point de rencontre de la résistance R_7 et de la cellule LDR par l'intermédiaire de D_1. Ces deux éléments (R_7 et LDR) constituent un diviseur de tension dépendant de la lumière tandis que R_7 est réglée de telle sorte que la tension au nœud ($R_7 - LDR$) soit légèrement supérieure à la tension d'amorçage de l'unijonction au niveau sombre fixé pour la conduction.

Dans ces conditions, quand l'intensité de la lumière est au-dessus du niveau fixé, la cellule présente une faible résistance et la tension

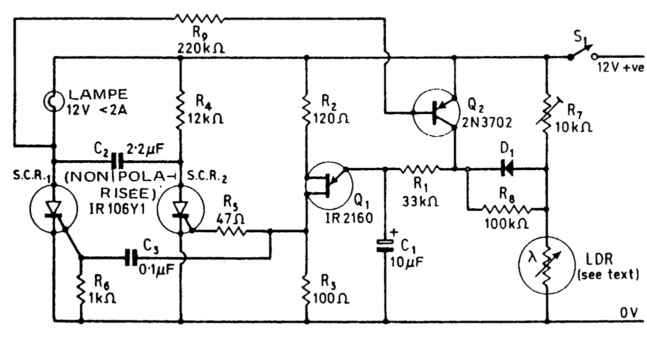


Fig.5.8

au nœud (R_7 -- LDR) est au-dessous du point d'amorçage de l'unijonction. La charge de la capacité C_1 est alors insuffisante pour amorcer l'unijonction, l'oscillateur est alors bloqué tandis que la lampe ne fonctionne pas.

En revanche si l'intensité de la lumière est au-dessous du niveau fixé de référence, la résistance de la cellule est élevée, la tension au nœud (R_7 -- LDR) est au-dessus du point d'amorçage, la capacité C_1 peut amorcer l'unijonction par l'intermédiaire de R_1 et R_7, ainsi l'oscillateur et la lampe peuvent-ils fonctionner. Le feu clignotant fonctionne et s'arrête bien automatiquement suivant que l'ambiance est sombre ou claire.

Un inconvénient important de ce montage est le suivant : si le thyristor SCR_1 conduit à l'époque où l'unijonction cesse d'osciller en régime clair, ce thyristor va se verrouiller et assurer l'éclairage permanent de la lampe. Dans le circuit complet de la figure 5.8 cet inconvénient est surmonté par $Q_2 - R_9$ et R_8. Q_2 est branché entre R_1 et l'alimentation positive sa polarisation base étant dérivée de l'anode de SCR_1 par l'intermédiaire de R_9.

En conséquence, si le thyristor SCR_1 est conducteur quand la tension au nœud R_7 -- LDR tombe au-dessous du niveau de blocage fixé, Q_2 conduit par l'intermédiaire de R_9 et l'anode de SCR_1 ce qui permet à la capacité C_1 de se charger par l'intermédiaire de R_1

jusqu'à la tension d'amorçage de l'unijonction. L'unijonction produit alors une nouvelle impulsion ainsi SCR_1 est-il bloqué et la lampe est-elle éteinte. Quand SCR_1 est bloqué, la commande de base ne s'exerçant plus sur Q_2 par l'intermédiaire de R_9, l'unijonction n'oscille plus tant que l'intensité de la lumière sur la cellule *LDR* demeure au-dessus du niveau fixé. La résistance R_8 sert à détourner de C_1 le courant de fuites de Q_2.

Dans le circuit très complet (fig. 5.8) le dispositif à éclat se met en route automatiquement en régime sombre et il s'arrête en régime lumineux. La cellule utilisée est une cellule au cadmium qui présente une résistance comprise entre 1000 et 10000 ohms pour le régime de fonctionnement fixé.

Pour terminer, la figure 5.9 représente un autre dispositif à éclat utilisant deux lampes. Le principe est tel que la lampe 1 est éteinte quand la lampe 2 est allumée et inversement.

En effet, quand le circuit est alimenté pour la première fois par la fermeture de S_1, toutes les capacités sont déchargées. La capacité

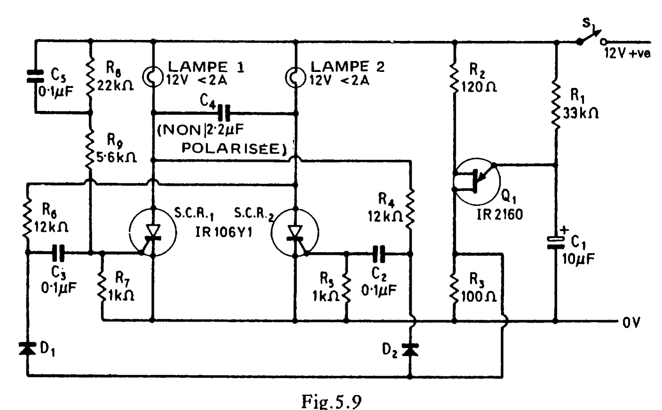


Fig.5.9

C_5 fonctionne à cette époque comme un court-circuit de telle sorte qu'une impulsion brève de gâchette est appliquée au thyristor SCR_1 par l'intermédiaire de C_5 et R_9 ce qui fait conduire SCR_1 ainsi que la lampe. La capacité C_5 qui se charge rapidement quand on ferme S_1 la première fois se comporte comme un circuit ouvert dans lequel R_8 empêche toute commande de gâchette venant de la

ligne d'atteindre le thyristor. Dans ces conditions, le thyristor SCR_1 et la lampe 1 conduisent dès que S_1 est fermé, la capacité C_1 se chargeant de telle façon que son extrémité reliée à la lampe 2 soit positive. En même temps, C_1 se charge par l'intermédiaire de R_1 et l'unijonction oscille.

Après un certain délai, la tension aux bornes de C_1 atteint la valeur d'amorçage, l'unijonction s'amorce produisant une impulsion positive élevée aux bornes de R_3. A ce moment, D_1 est polarisé en sens inverse par l'intermédiaire de R_6 et la lampe 2, D_2 est polarisé dans le sens direct de telle sorte que l'impulsion est envoyée sur la gâchette de SCR_2 ce qui fait conduire SCR_2 et la lampe 2. Dès que SCR_2 conduit, la borne positive de C_4 est à la masse, la tension aux bornes de la capacité polarise en sens inverse l'anode de SCR_1 ce qui provoque le blocage de SCR_1 et la lampe 1. Dès que SCR_2 conduit, il assure la polarisation de D_1 en sens inverse et dès que SCR_1 se bloque il assure la polarisation de D_2 en sens inverse. En conséquence quand l'unijonction termine le cycle de fonctionnement, il produit une impulsion de commande qui est appliquée à SCR_1 seulement de telle sorte que SCR_1 et la lampe 1, en conduisant à nouveau assurent ainsi par l'intermédiaire de C_4 le blocage de SCR_2.

Le circuit fonctionne comme un bistable les deux lampes conduisant et se bloquant l'une après l'autre à un rythme qui dépend de R_1 et C_1. Avec les valeurs (fig. 5.7) le rythme est environ d'un éclair par seconde.

ETUDES DE LAMPES CLIGNOTANTES A COURANT ALTERNATIF

Ces lampes qui peuvent être utilisées comme signaux visuels ont d'importantes applications dans le commerce. Ils peuvent fonctionner à l'aide de triacs dont le rendement est élevé. Leur fonctionnement qui est soit du type synchrone soit du type non synchrone peut être rendu automatique (commande par la lumière).

La figure 5.10 représente un tel circuit qui actionne et arrête l'éclairage d'une lampe avec des intervalles égaux toutes les secondes. Le principe est simple. Le triac reçoit des impulsions de gâchette fournies par un oscillateur Q_2 à unijonction, l'unijonction étant alternativement à l'état conducteur et bloqué par le réseau $Q_3 - Q_4 - Q_5$. le réseau Q_2 à Q_5 est alimenté par la tension continue de 12 V obtenue à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire de $R_9 - D_1 - ZD_1$ et C_1.

Q_4 et Q_5 sont branchés comme un multivibrateur instable dans lequel D_2 et D_3 servent à protéger les transistors contre des phénomènes d'avalanche du circuit base-émetteur polarisé en sens inverse. Le multivibrateur possède un circuit de lissage alimenté par l'intermédiaire de $R_5 - C_2$ pour remédier aux dépassements dus aux ondulations de la tension d'alimentation. Le fonctionnement astable est assuré par le passage alternatif de Q_4 à l'état saturé et bloqué à un rythme déterminé par les constantes de temps $R_3 - C_3$ et $R_4 - C_4$ ce qui produit un signal carré aux bornes de R_2. Ce signal carré est transmis au transistor Q_3 à émetteur suiveur par l'intermédiaire de R_6 la résistance principale de temporisation de l'unijonction. Dans ces conditions, l'extrémité de R_6 reliée à l'émetteur est alternativement au potentiel positif et négatif de l'alimentation continue.

Quand Q_4 est à l'état saturé, l'unijonction n'est pas commandée aussi le triac et la lampe ne fonctionnent-ils pas. Si Q_4 est à l'état bloqué, l'émetteur de Q_3 est alors directement relié au fil de tension

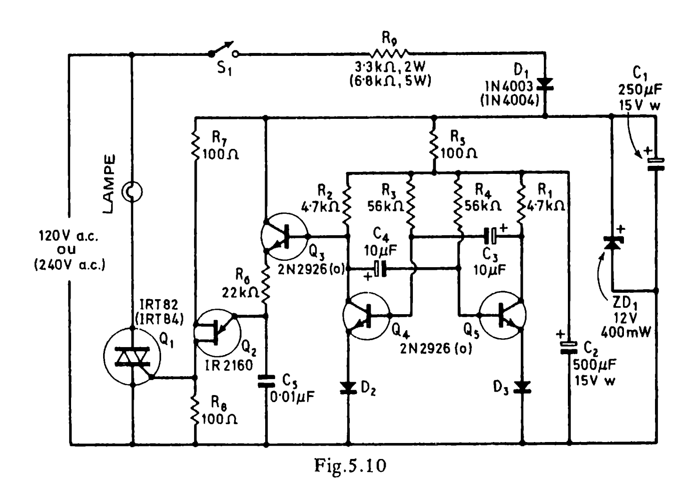


Fig.5.10

continue positive, l'unijonction oscille par l'intermédiaire de R_6, le triac et la lampe fonctionnent. La lampe brille et s'éteint régulièrement, le circuit fonctionnant comme un clignotant.

La figure 5.11 présente les modifications qui permettent d'allumer et d'éteindre automatiquement la lampe en régime sombre et lumineux. Le circuit est semblable au précédent avec en plus d'une part

un diviseur de tension actionné par la lumière R_{10} – LDR branché en série avec l'émetteur de Q_3, d'autre part une résistance R_6 reliée au nœud R_{10} – LDR par la diode D_4. Une onde carrée à basse fréquence est alors appliquée à R_6 par l'intermédiaire de D_4 son amplitude dépendant de l'éclairage ambiant. La résistance R_{10} est alors réglée de telle sorte que l'amplitude maximale de l'onde carrée soit légèrement plus élevée que la tension de déclenchement de l'unijonction au niveau de conduction pour le régime sombre.

Dans ces conditions, la cellule présente pour le régime lumineux une faible résistance de telle sorte que l'amplitude de l'onde carrée soit au-dessous de la tension d'amorçage de l'unijonction ce qui empêche ce dernier de fonctionner. Le triac et la lampe sont alors bloqués. En revanche si l'éclairage ambiant est au-dessous du niveau sombre fixé, la cellule présente une résistance élevée la valeur maximale du signal carré dépasse la tension de fonctionnement de l'unijonction, celui-ci se met à fonctionner ce qui déclenche le clignotant.

Les circuits des figures 5.10 et 5.11 sont d'excellents clignotants mais ils produisent des parasites quand le triac conduit. Si le débit des lampes est important, ces parasites peuvent nuire aux émissions

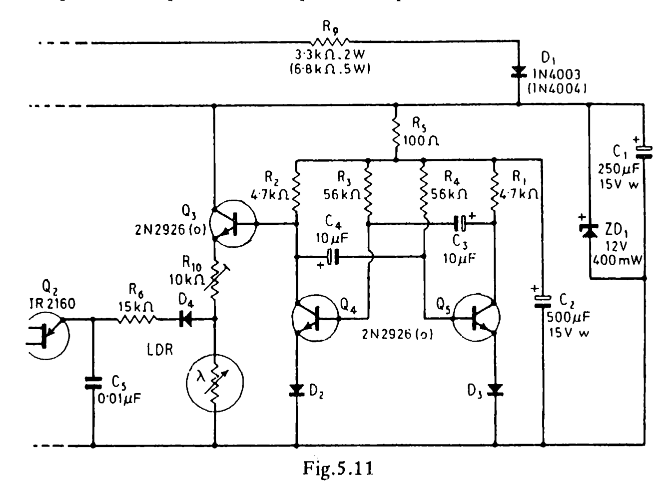
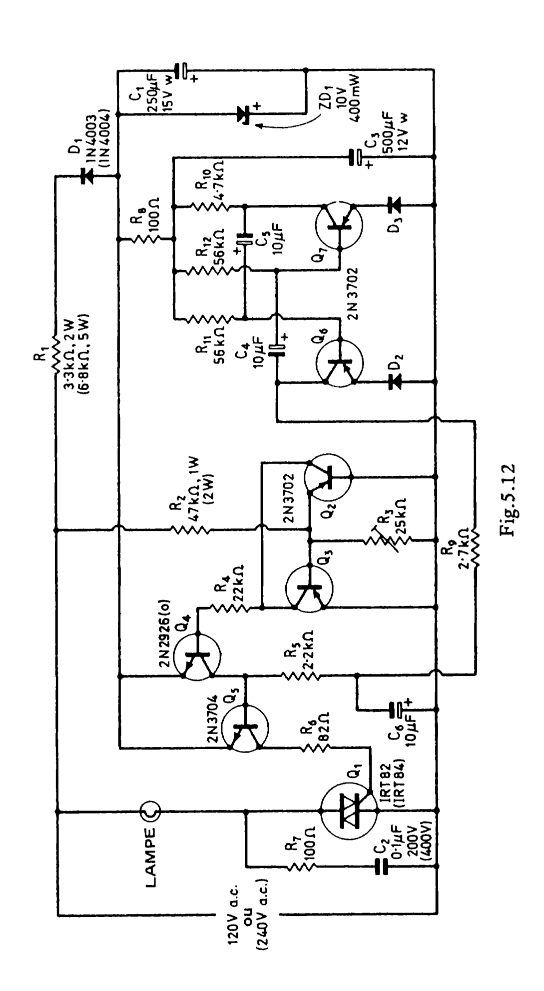


Fig.5.11

radioélectriques. On peut remédier à cet inconvénient en utilisant le clignotant alternatif synchrone à tension nulle représenté sur les figures 5.12 et 5.13.


R1
3·3kΩ, 2W
(6·8kΩ, 5W)
D1
1N4003
(1N4004)
LAMPE
2N2926(o)
Q4
R2
47kΩ, 1W
(2W)
R8
100Ω
C1
250µF
15V w
2N3704
Q5
R4
22kΩ
R11
56kΩ
R12
56kΩ
R10
4·7kΩ
120V a.c.
ou
(240V a.c.)
C4
10µF
C5
10µF
R7
100Ω
R6
82Ω
R5
2·2kΩ
2N3702
Q3
Q2
Q6
Q7
Q1
2N3702
ZD1
10V
400mW
C2
0·1µF
200V
(400V)
IRT82
(IRT84)
C6
10µF
R3
25kΩ
D2
D3
C3
500µF
12V w
R9
2·7kΩ
Fig.5.12

Ces deux circuits sont déduits des circuits synchrones déjà étudiés au chapitre 2 (fig. 2.10 et 2.11). Si l'on se reporte à ces circuits, on rappelle que les gâchettes des triacs ne sont alimentées que durant les brèves périodes où la valeur instantanée de la tension de la ligne est voisine de zéro au commencement et à la fin de chaque cycle ce qui produit très peu de parasites. De plus, on bloque ces circuits soit en supprimant le courant d'alimentation de R_5 soit en faisant conduire le transistor Q_4.

Sur le circuit à clignotant (fig. 5.12) le multivibrateur astable $Q_6 - Q_7$ est ajouté à l'interrupteur synchrone de base et la résistance R_5 qui est branchée en série avec R_9 est utilisée comme charge du collecteur du multivibrateur Q_6. La capacité C_6 est branchée entre le nœud $R_5 - R_9$ et la basse tension positive. Ce filtre a pour but de bloquer les ondulations de tension. Dans ces conditions, quand Q_6 est fortement saturé, le courant passe dans R_5 et R_9 le triac et la lampe fonctionnent. En revanche si Q_6 est bloqué les résistances R_5 et R_9 ne sont parcourues par aucun courant, le triac et la lampe ne fonctionnent pas. Le circuit qui fonctionne comme un clignotant synchrone ne produit que très peu de parasites radioélectriques.

La figure 5.13 montre comment on peut modifier le circuit ci-dessus pour obtenir un fonctionnement automatique (commandé

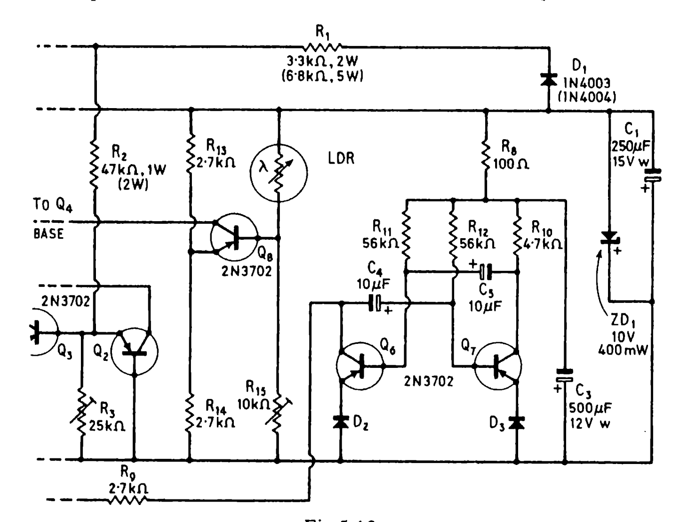


Fig.5.13

par la lumière) par l'addition de $R_{13} - R_{14} - R_{15}$, *LDR* et Q_8. Dans ce cas, les résistances R_{13} et R_{14} constituent un diviseur de potentiel qui fournit une tension négative déterminée à l'émetteur de Q_8 tandis que la cellule *LDR* et la résistance R_{15} constituent un potentiomètre dépendant de la lumière, potentiomètre qui applique une tension variable négative à la base de Q_8. La résistance R_{15} est réglée de telle sorte que la jonction base-émetteur de Q_8 soit polarisée légèrement dans le sens direct pour le niveau du jour ambiant fixé pour l'ouverture de l'interrupteur. Le collecteur de Q_8 est couplé en direct à la base de Q_4.

En régime sombre, la cellule présente une résistance élevée et la jonction base-émetteur de Q_8 est polarisée dans le sens inverse ce qui bloque Q_8. Dans ces conditions Q_8 n'a aucun effet sur Q_4 et le circuit fonctionne normalement comme un clignotant synchrone. En revanche, si le régime est brillant, la cellule présente une faible résistance, la jonction base-émetteur de Q_8 est polarisée dans le sens direct et Q_8 conduit. Dans ces conditions, Q_8 commande Q_4 ce qui détermine le fonctionnement du triac et de la lampe. Le système constitue un clignotant automatique qui fonctionne la nuit et qui s'arrête le jour.

Les circuits synchrones des figures 5.12 et 5.13 fonctionnent comme les circuits décrits au chapitre 2 c'est-à-dire en utilisant comme la lampe et en réduisant la valeur de R_3 pour que le bon fonctionnement soit assuré. On doit mesurer la tension aux bornes de C_1 quand on règle R_3 pour s'assurer que celle-ci ne se trouve pas trop éloigné de la valeur nominale de 10 V. Les cellules utilisées dans les circuits des figures 5.11 et 5.13 sont des cellules au cadmium dont la résistance est comprise entre 1000 et 10000 Ω au niveau de fonctionnement fixé.

La fréquence des éclairs dépend des constantes de temps R_3C_3 et R_4C_4 (fig. 5.10 et 5.11) et des constantes de temps $R_{11}C5$ et $R_{12}C_4$ (fig. 5.12 et 5.13). Dans tous les cas cette fréquence est sensiblement de un éclair par seconde. Cette fréquence peut être dépassée en augmentant les valeurs des résistances jusqu'à une valeur maximale d'environ 270 KΩ. Les deux résistances doivent être de même valeur. La fréquence de ces éclairs peut encore être augmentée ou diminuée en augmentant ou en diminuant les valeurs des capacités. Les deux capacités doivent être de même valeur, cette valeur étant comprise entre 1 μF et 1000 μF.

ETUDES DE FEUX SUCCESSIFS A COURANT CONTINU

De tels circuits utilisent une série de lampes qui s'allument les unes après les autres avec un certain retard entre elles jusqu'à ce qu'elles soient toutes en fonctionnement (fig. 5.14).

A l'état normal, avec S_1 ouvert, les lampes et les thyristors ne fonctionnent pas et les capacités sont déchargées. Quand on ferme S_1, la lampe 1 et le circuit à retard de l'unijonction Q_1 sont alimentés tandis que la capacité commence à se charger suivant une allure exponentielle par l'intermédiaire de R_1. Tous les thyristors sont alors bloqués et les circuits de Q_2 et Q_3 ne sont pas alimentés. Après un certain délai, la tension aux bornes de C_1 atteint la tension d'allumage de Q_1, Q_1 s'amorce envoyant ainsi une impulsion à la gâchette de SCR_1 ce qui assure la conduction de SCR_1 et la lampe 2. Dès que la lampe 2 est allumée, le réseau de l'unijonction est alors alimenté. Après un certain délai, Q_2 s'amorce à son tour ce qui assure la conduction de SCR_2 et de la lampe 3. L'opération continue ainsi jusqu'à ce que toutes les lampes soient allumées.

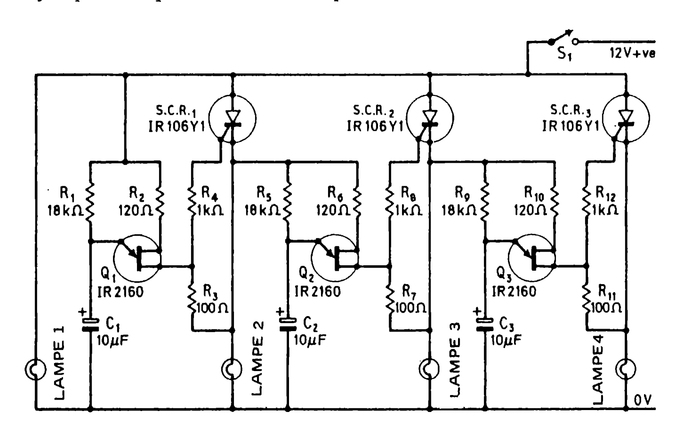


Fig.5.14

La figure 5.15 montre comment on peut modifier le montage précédent pour assurer l'extinction successive de toutes les lampes après qu'elles ont été allumées puis leur allumage successif. Dans ce cas l'alimentation du circuit principal est obtenue par l'intermédiaire

de contacts $RLA/1$ qui sont normalement fermés, tandis que le relais est commandé par l'unijonction Q_3 par l'intermédiaire d'un circuit à impulsions et par l'intermédiaire de Q_4 et de Q_5. Le fonctionnement est le suivant :

Quand on alimente le circuit la première fois par la fermeture se S_1, les contacts $RLA/1$ sont fermés de telle sorte que la lampe 1 et Q_1 sont alimentés. Après un certain délai, Q_1 s'amorce ce qui fait conduire SCR_1 et la lampe 2, la conduction de la lampe assurant ainsi l'alimentation de Q_2. Après un autre délai, Q_2 s'amorce ce qui fait conduire la lampe 3 assurant ainsi l'alimentation de Q_3. Après un nouveau délai, Q_3 s'amorce ce qui assure la commande de base de l'amplification Darlington $Q_4 - Q_5$ par l'intermédiaire du réseau à impulsion $D_3 - C_4 - R_{12}$ ce qui assure la fermeture rapide du relais RLA. Dès que le relais fonctionne, les contacts $RLA/1$ qui s'ouvrent suppriment l'alimentation du circuit principal provoquant ainsi l'extinction des lampes. Un court instant après, le relais RLA s'ouvre à nouveau dès que la base de Q_4 n'est plus alimentée, les contacts $RLA/1$ se ferment à nouveau et le cycle recommence. Les diodes D_1 et D_2 sont branchées en série avec R_{11} dans le réseau de l'unijonction Q_3 afin d'équilibrer les chutes de tension directes de D_3 et de la jonction base-émetteur de Q_5 afin d'assurer un amorçage stable du relais de 12 V.

Les retards de ces étages des circuits (fig. 5.14 et 5.15) sont déterminés par la résistance de temporisation principale et par la capacité des étages à unijonction, ils sont d'environ 1 seconde avec les éléments du montage. Les constantes de temps peuvent être soit réduites en diminuant les valeurs des résistances jusqu'à une valeur minimale de 6,8 KΩ soit augmentée en rendant plus grandes les valeurs des résistances jusqu'à une valeur maximale de 500 KΩ.

Sur la figure 5.15 le temps de fonctionnement du relais dépend de la valeur de R_{13} qui contribue à la décharge de C_4. Il est d'environ 1 seconde avec la valeur de R_{13} que l'on a choisie. Ce temps de conduction peut être ramené à environ un tiers de seconde en ramenant R_{13} à 33 KΩ. Il peut être porté à environ cinq secondes en rendant cette valeur infinie c'est-à-dire en débranchant R_{13}.

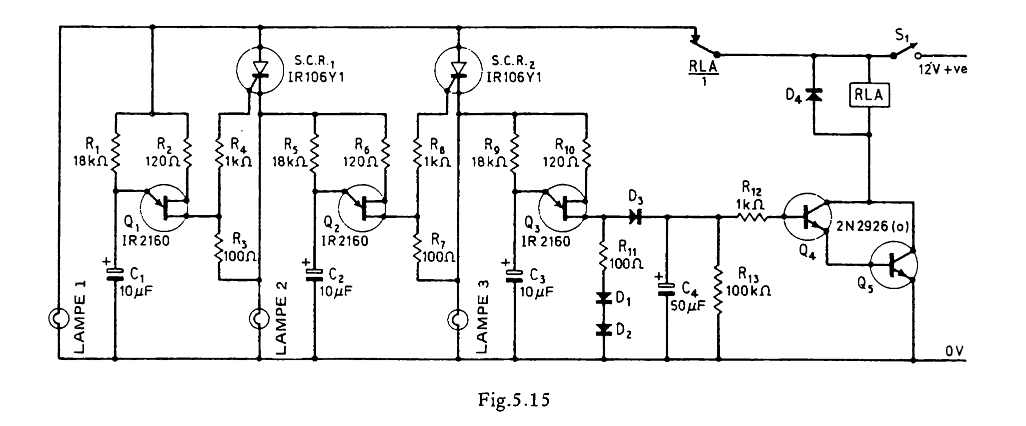

S.C.R.1
IR106Y1
S.C.R.2
IR106Y1
RLA/1
S1
12V +ve
D4
RLA
R1 18kΩ
R2 120Ω
R4 1kΩ
R5 18kΩ
R6 120Ω
R8 1kΩ
R9 18kΩ
R10 120Ω
Q1 IR2160
R3 100Ω
Q2 IR2160
R7 100Ω
Q3 IR2160
D3
R12 1kΩ
2N2926 (o)
Q4
R11 100Ω
C1 10µF
C2 10µF
C3 10µF
C4 50µF
R13 100kΩ
Q5
D1
D2
LAMPE 1
LAMPE 2
LAMPE 3
0V

Fig.5.15

ETUDES DE LAMPES A ÉCLAIRAGE RÉGLABLE

Tous les circuits à triac que l'on a étudiés donnent un type de contrôle simple en tout ou rien. Ces mêmes triacs peuvent également donner un contrôle de la puissance alternative par décalage des impulsions ce qui permet d'obtenir un éclairage réglable de l'éclairage des lampes.

La figure 5.16a représente un réglage simple de l'éclairage. Le circuit $R_1 - C_1$ qui est branché en diviseur de tension constitue un déphaseur. Le triac est utilisé comme appareil d'amorçage qui déclenche la gâchette dès que la tension s'élève à 35 V (avec l'une ou l'autre polarité). La capacité se décharge en partie dans la gâchette du triac assurant ainsi la conduction de ce dernier. Le diac se bloque automatiquement dès que la tension aux bornes de la capacité tombe sensiblement au-dessous de 30 V.

Quand la valeur de la résistance R_1 est très faible, le déphasage intervient et la tension aux bornes de C_1 suit celle de la ligne alternative jusqu'à ce que la tension d'amorçage du diac soit atteinde. Dans ces conditions, le triac en s'amorçant assure l'allumage de la lampe et supprime l'alimentation du réseau $R_1 - C_1$. Le triac s'amorce peu de temps après le début de l'alternance et la presque totalité de la puissance est appliquée à la charge.

En revanche, si la résistance R est élevée, la tension de crête aux bornes de C_1 atteint juste la valeur de 35 V nécessaire pour amorcer le diac avec un déphasage de cette tension voisin de 90°. Il en résulte que l'amorçage du triac est retardé d'environ 170°. Celui-ci ne fonctionnant au 10° avant la fin de chaque alternance la puissance appliquée à la charge est alors négligeable. En conséquence, grâce au circuit $R_1 - C_1$ et au diac il est possible de régler l'amorçage entre 10° et 170° de chaque alternance ce qui donne bien un contrôle continu de la puissance.

On peut modifier le circuit de base (fig. 5.16a) pour le rendre plus pratique. Comme les interrupteurs à triac sont très rapides et comme ils assurent la commutation de fortes intensités, l'onde de tension est très riche en harmoniques. Ces harmoniques qui sont renvoyées dans la ligne peuvent perturber les récepteurs radioélectriques. On peut éviter cet inconvénient en ajoutant au montage un filtre destiné à détourner ces harmoniques du réseau alternatif.

On peut faire également une autre modification en s'assurant que quand R_1 est proche de sa valeur minimale, les intensités qui

traversent C_1 par l'intermédiaire de R_1 ne sont pas suffisamment élevées pour endommager R_1. Cette protection est obtenue en branchant une résistance supplémentaire en série avec R_1.

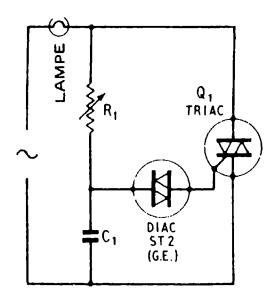


Fig.5.16a

La figure 5.16b représente le circuit pratique d'un tel montage. R_2 est la résistance supplémentaire tandis que $L_1 - C_2$ est le filtre haute fréquence. La self L_1 doit supporter au courant nominal plus grand que celui de la lampe. On peut le faire soi-même en réalisant une bobine d'une centaine de tours de fil isolé de 1cm de diamètre.

Le circuit (fig. 5.16b) fonctionne bien mais il présente encore un certain défaut en raison de l'hystérésis ou du jeu que présente la résistance R_1. En effet, si la lampe est totalement éteinte quand la résistance R_1 atteint la valeur de 250 KΩ (dans le circuit à 120 V) elle ne commence pas à fonctionner avant que la résistance R_1 soit ramenée à environ 200 KΩ et elle se déclenchera avec un éclat relativement important. La raison en est la suivante :

Supposons que le triac soit complètement bloqué et que la valeur de R_1 soit ramenée à 201 KΩ. Pour cette valeur, la tension aux bornes de C_1 n'atteint pas les 35 V nécessaires pour amorcer le diac et le triac. Dans ces conditions, la tension aux bornes de la capacité C_1 varie entre +35 V et −35 V ce qui donne une variation de 70 V.

Supposons maintenant que la résistance R_1 soit ramenée à 200 KΩ, la tension aux bornes de C_1 atteint les 35 V nécessaires pour amorcer le triac par l'intermédiaire du diac environ 10° avant la fin de l'alternance ce qui libère une très faible puissance dans la lampe. Dès que le triac s'amorce au cours de cette alternance, la

tension aux bornes de C_1 diminue de 5 V ce qui la ramène à 30 V. En conséquence pour l'alternance suivante, la tension aux bornes de C_1 qui évolue entre +30 V et −35 V présente une variation de

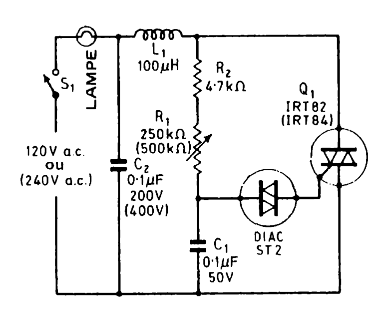


Fig.5.16b

65 V. Comme la résistance R_1 est réglée à 200 KΩ, la tension aux bornes de C_1 atteignant la valeur 35 V plus tôt dans la seconde alternance que pour la première le triac s'amorce avant la fin de l'alternance ce qui libère une puissance élevée dans la lampe la faisant ainsi briller relativement fort.

Quand le circuit fonctionne ainsi avec des variations de tension de 65 V pour chaque alternance la valeur de R_1 peut être augmentée jusqu'à 249 KΩ avant que la lampe puisse s'éteindre. Ce jeu de R_1 accompagné de cette luminosité élevée de la lampe lors de sa mise en service sont dus aux variations importantes de la tension aux bornes du condensateur lors du premier amorçage.

Ce jeu peut être réduit ou supprimé de différentes façons. La figure 5.17 représente un premier procédé qui réduit l'amplitude de la variation de tension aux bornes de C_1 dès que la diac s'amorce ce qui réduit par la même le jeu.

La figure 5.18 apporte une réduction supplémentaire. Le circuit est le même que le précédent avec la différence que la tension aux bornes de C_1 est transmise à une deuxième capacité C_3 par l'intermédiaire de R_3. La tension de C_1 étant légèrement supérieure à celle de C_3, le diac est amorcé dès que la tension aux bornes de C_3 atteint 35 V. Dès que celui-ci conduit, il ramène cette dernière tension à 30 V mais la capacité C_3 se recharge partiellement par

l'intermédiaire de C_1 et R_3. Dans ces conditions, la tension aux

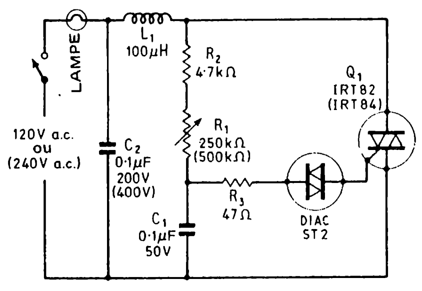


Fig.5.17

bornes de C_3 varie peu ce qui réduit le jeu. On peut annuler presque ce jeu si cela est nécessaire en branchant une autre résistance en

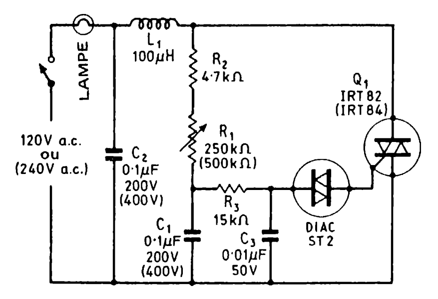


Fig.5.18

série avec le diac afin de limiter la tension de décharge de C_3 (fig. 5.19).

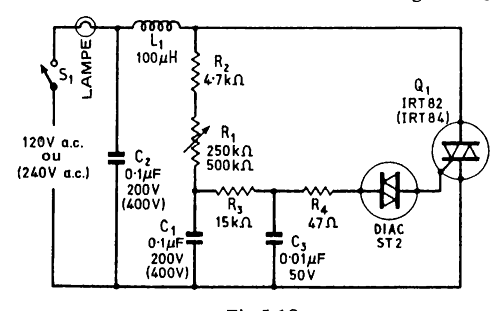


Fig.5.19

Le diac et le triac utilisés dans les figures 5.16 à 5.19 peuvent être remplacés par un quadrac (fig. 5.20 à 5.22). Les quadracs sont utilisés pour la commande d'appareils de chauffage, ils supportent des intensités de valeur efficace 2,2 A pour une température ambiante de 25°. Ils conviennent pour des charges de soit 264 W à 120 V, soit 528 W à 240 V. Ces quadracs peuvent supporter des intensités efficaces atteignant 6 A si les températures de leurs boitiers sont inférieures à 75°C grâce à un refroidissement extérieur ce qui permet la commande de charges de 720 et de 1440 W.

Un autre type de lampe à éclairage réglable est représenté (fig. 5.23). Ce circuit qui ne présente aucun jeu utilise un transistor unijonction pour contrôler la phase. L'unijonction Q_5 qui applique des impulsions de gâchette réglables en phase, est amorcé en synchronisation par l'intermédiaire de Q_4, Q_2 (détecteur de passage de la tension à zéro) et Q_3. Q_4 et Q_5 sont alimentés par une tension continue de 12 V obtenue à partir du réseau alternatif par $R_1 - D_1 - ZD_1$ et C_1.

Dans ce montage dès que Q_4 conduit la capacité de commande de l'unijonction commence à se charger dès le début de l'alternance et très peu de temps après, l'unijonction s'amorce ce qui assure la

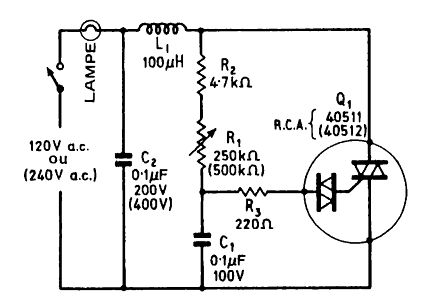


Fig.5.20

conduction du triac pendant toute la durée de l'alternance. A la fin de l'alternance le triac se bloque et simultanément le détecteur de passage à zéro $Q_2 - Q_3$ bloque Q_4 obligeant ainsi la capacité C_2 à se décharger. Ce processus se reproduit à chaque alternance.

Le déclenchement des impulsions de gâchette peut être retardé entre 200 µs et 10 ms, ce retard étant déterminé par la valeur de R_6. Comme la période de chaque alternance est fixée, ces retards

peuvent être traduits en déphasages, ceux-ci étant compris entre 3° et 180°. Ce circuit comporte un réglage complet de l'éclairage

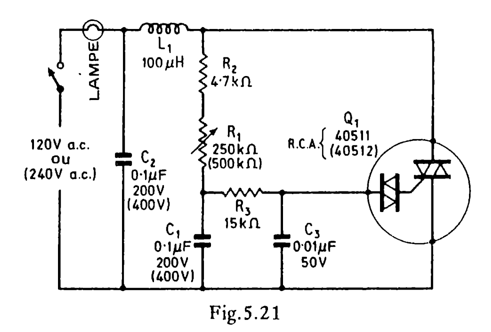


Fig.5.21

sans jeu. Il est à noter que les commandes de l'interrupteur S_1 et du rhéostat R_6 sont accouplées de telle sorte que toute la puissance

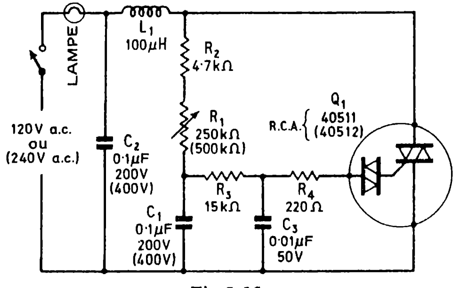


Fig.5.22

est libérée du circuit quand le rhéostat R_6 est complètement déplacé au-delà de sa position de résistance maximale.

La figure 5.24 montre comment on peut modifier le circuit ci-dessus pour qu'il fonctionne comme un contrôle de lampe à mise en route progressive. Quand on ferme S_1 la première fois, l'intensité de la lampe s'établit lentement depuis zéro jusqu'à sa valeur maximale avec une durée d'environ deux secondes pour obtenir la brillance maximale. Ce montage a pour but d'éviter l'appel du courant important à la mise en service afin de prolonger la durée de vie de la lampe. Le principe de fonctionnement est le suivant:

Quand on alimente le circuit la première fois en fermant S_1, la capacité C_4 qui est totalement déchargée fonctionne comme un court-circuit. C_2 ne se charge que par l'intermédiaire de la résistance R_5 de valeur élevée, ainsi le retard à l'amorçage est-il élevé et l'éclairage de la lampe est-il faible. Dès que l'on ferme S_1, C_4 se charge suivant une allure exponentielle par l'intermédiaire de R_6 et de D_2 ce qui provoque une tension à allure exponentielle au nœud $R_6 - D_2$. Cette tension provoque la charge partielle de C_2 par l'intermédiaire de D_3

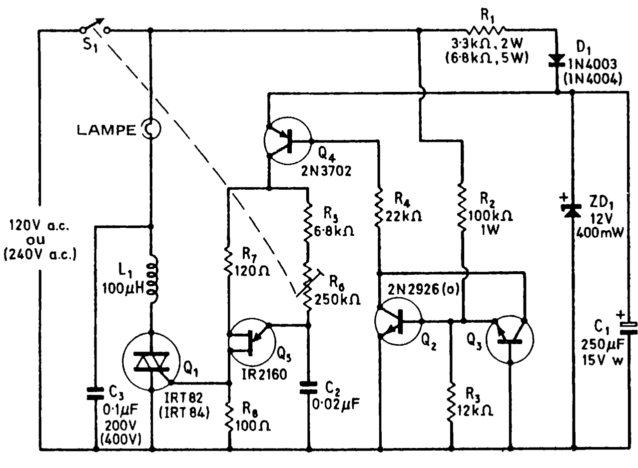


Fig.5.23

à chaque cycle de fonctionnement réduisant ainsi le temps de temporisation de l'unijonction. Eventuellement après un certain délai déterminé par R_6 et C_4, C_4 se charge complètement agissant ainsi comme un circuit ouvert. La capacité se charge à chaque période par le branchement en parallèle de R_5 et de R_6 ce qui provoque après un délai assez court le fonctionnement de la lampe avec un éclat maximal.

Dans ces conditions, dès qu'on ferme l'interrupteur, l'éclat de la lampe augmente progressivement de zéro à sa valeur maximale, cette valeur étant atteinte au bout de deux secondes environ. La résistance R_5 conditionne l'éclat minimal lors de l'allumage de la lampe. La résistance R_6 conditionne l'éclat maximal et en liaison avec C_4 elle

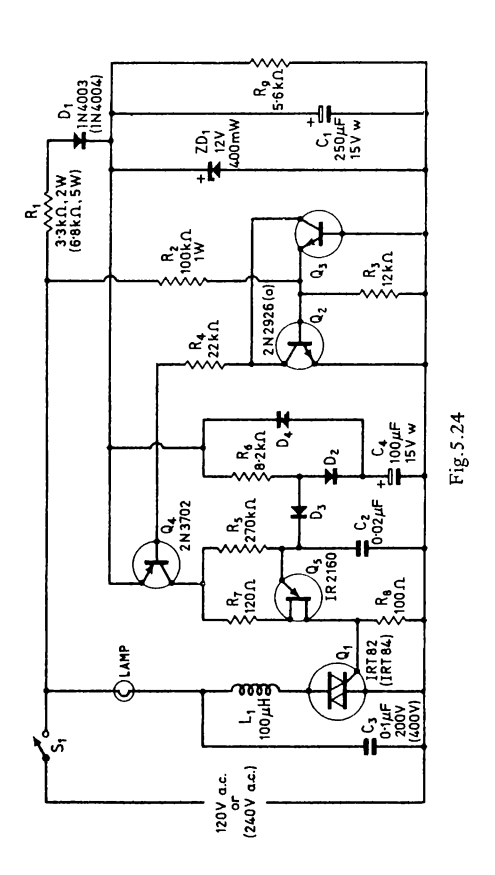

R1
3·3kΩ, 2W
(6·8kΩ, 5W)
D1
1N4003
(1N4004)
R9
5·6kΩ
C1
250μF
15V w
ZD1
12V
400mW
R2
100kΩ
1W
Q3
R3
12kΩ
Q2
2N2926(o)
R4
22kΩ
D4
R6
8·2kΩ
D2
C4
100μF
15V w
Q4
2N3702
R5
270kΩ
D3
C2
0·02μF
R7
120Ω
Q5
IR2160
R8
100Ω
LAMP
Q1
IRT82
(IRT84)
L1
100μH
C3
0·1μF
200V
(400V)
S1
120V a.c.
or
(240V a.c.)

Fig. 5.24

détermine la constante de temps. La diode D_2 sert à empêcher C_4 de se décharger dans l'unijonction lorsque Q_5 s'amorce tandis que la diode D_4 assure la décharge de C_4 par l'intermédiaire de R_9, le circuit se trouvant ainsi à ses conditions initiales quand on cesse de l'alimenter par l'intermédiaire de S_1.

Pour terminer, la figure 5.25 montre comment on peut modifier le circuit pour s'assurer à la fois le contrôle de l'éclairage et la mise

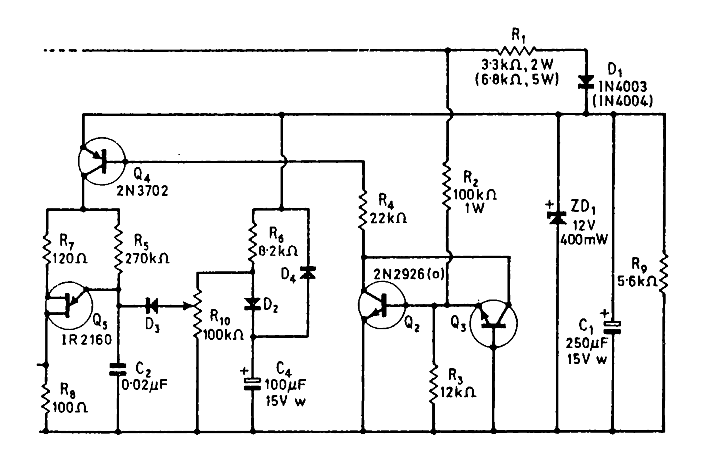


Fig.5.25

en service avec un courant d'appel réduit. Le circuit fonctionne comme celui de la figure 5.24 avec la différence que la tension exponentielle aux bornes de C_4 assure l'alimentation de C_2 par l'intermédiaire du diviseur de tension R_{10} et D_3 ce qui permet à l'intensité maximale de la lampe de varier depuis zéro jsuqu'à sa valeur maximale tout en assurant un faible courant lors de la mise en service par la fermeture de S_1.

CHAPITRE 6

15 COMMANDES D'APPAREILS DE CHAUFFAGE

Les circuits à triacs de grands débits peuvent assurer un contrôle automatique précis des appareils de chauffage. A cet effet, on utilise trois types fondamentaux de commandes. Ce sont des interrupteurs simples à ouverture et à fermeture, des interrupteurs synchrones à ouverture et à fermeture, des systèmes à contrôle intégral. Il est à noter que les dispositifs de contrôle de phase tels que ceux utilisés pour le contrôle de l'éclairage ne sont pas utilisables pour le contrôle du chauffage car le problème des parasites radioélectriques est délicat à résoudre en raison des puissances importantes mises en jeu.

Quinze études différentes sont proposées dans ce chapitre. Elles utilisent des triacs 40575,15 A 200 V de RC A ou des triacs IRT 84, 10 A 400 V de International Rectifier. Le 40575 et le IRT 84 peuvent contrôler respectivement des chauffages de 1800 W sous 120 V et de 2400 W sous 240 V.

ETUDES D'INTERRUPTEURS SIMPLES A OUVERTURE ET A FERMETURE

Les figures 6.1a et 6.1b représentent deux contrôleurs simples avec régulation par thermostat de telle sorte que les triacs soient commandés par l'intermédiaire de R_1. Quand la température souhaitée de l'enceinte est obtenue, le thermostat s'ouvre ce qui libère la commande de la gâchette assurant ainsi le blocage des triacs et l'arrêt du chauffage. Les circuits peuvent si on le souhaite également être commandés manuellement par l'intermédiaire de S_1.

Le circuit (fig. 6.1a) utilise un contrôle de gâchette dérivé de la ligne ce qui provoque une émission continue de parasites radioélec-

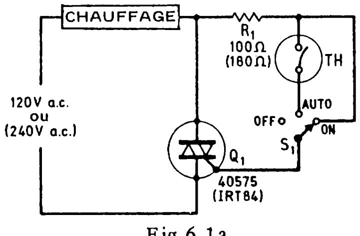


Fig.6.1a

triques dès que TH est fermé. Le circuit (fig. 6.1b) utilise une commande de gâchette à courant continu ce qui évite l'émission deparasites quand TH est fermé. Cependant les deux circuits produisent une impulsion unique importante de parasites dès que l'on ferme la première fois le thermostat comme on l'a expliqué au chapitre 1.

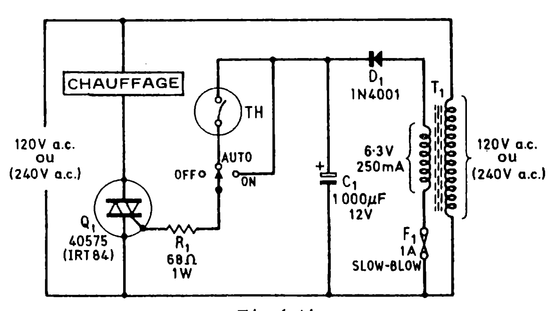


Fig.6.1b

La figure 6.2 représente le circuit d'un chauffage simple contrôlé par thermistance. La gâchette est alimentée en courant continu par l'intermédiaire de R_5 et Q_2. Cette alimentation délivre la puissance au circuit Q_3 sensible à la température qui contrôle Q_2. TH_1 qui est une thermistance à coefficient de température négatif est branché en pont avec $R_1 - R_2 - R_3$ et R_4.R_1 est réglée de façon que le pont soit sensiblement en équilibre à la température d'ouverture souhaitée, la jonction base-émetteur de Q_3 étant alors légèrement polarisée dans le sens passant. Q_3 qui est utilisé comme détecteur d'équilibrage de pont assure l'alimentation de Q_2.

Le principe de fonctionnement est simple. Aux basses températures le pont est déséquilibré de façon à faire conduire fortement Q_3 et Q_2, ainsi la gâchette du triac est-elle commandée et l'appareil de chauffage est-il en fonctionnement. En définitive, quand les températures sont voisines du niveau propre, Q_3 et Q_2 sont partiellement commandés et l'amplitude de la commande de gâchette est proportionnelle à la différence entre la valeur actuelle et la valeur prévue d'ouverture. Le fonctionnement du triac et du chauffage dépend alors de la valeur du courant de gâchette comme il suit :

On a montré (chapitre 1) qu'un triac a deux niveaux distincts de sensibilité de commande de gâchette. Le triac dans le circuit (fig. 6.2) est commandé successivement avec les modes I^+ et III^+, puisque

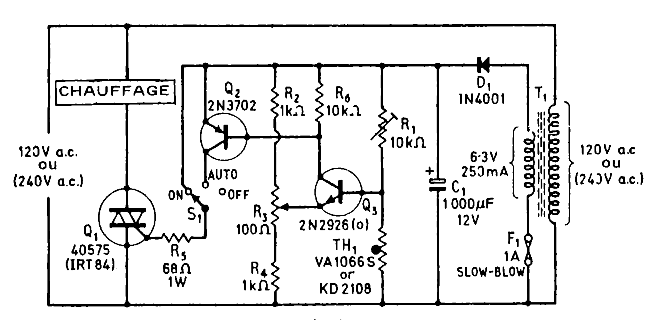


Fig.6.2

le courant de gâchette est toujours positif et que le courant commandé est alternatif, les sensibilités dans ces modes étant respectivement 15 mA et 35 mA. En conséquence, si la sensibilité du pont en température est déséquilibrée de telle façon que le courant de gâchette dépasse 35 mA, le triac conduit dans les deux sens assurant ainsi l'alimentation du chauffage à pleine charge. Dès que la température du thermostat TH_1 monte, le pont évolue vers un état d'équilibre et le courant de gâchette du triac diminue. Quand le courant de gâchette descend à une valeur inférieure à 35 mA mais supérieure à 15 mA le triac cesse de commander avec le mode III^+ tout en continuant à commander avec le mode I^+. Dans ces conditions, le triac ne délivre qu'une puissance moitiée au filament chauffant ce qui correspond à un chauffage ambiant réduit. Quand le pont sensible à la température est très proche de l'équilibre, le courant de gâchette du triac tombe à une valeur inférieure à 15 mA et le

triac cesse de s'amorcer de sorte qu'il devient totalement bloqué ce qui supprime tout chauffage.

Ainsi le circuit (fig. 6.2) donne-t-il trois possibilités de chauffage ce qui permet un contrôle très précis de la température. Comme la gâchette est commandée avec du courant continu, le circuit ne produit pas de parasites radioélectriques notables quand le chauffage fonctionne bien qu'il y ait une très forte émission de parasites lors de la première fourniture d'énergie.

Les thermistances utilisées dans ce chapitre sont des résistances comprises entre 2000 et 10000 Ω pour le régime de température adopté.

Pour régler le circuit (fig. 6.3) on met le curseur de R_3 dans une position moyenne et on règle R_1 de façon que le chauffage ne fonctionne qu'avec une seule alternance à la température de TH_1 fixée. R_3 fonctionne alors comme un contrôleur de température. On doit alors placer TH_1 à une certaines distance de l'unité principale et le régler de façon qu'il fonctionne pour la température moyenne de la pièce.

CONTROLE SYNCHRONES A OUVERTURE ET FERMETURE

Les circuits des figures 6.1 et 6.2 assurent un bon contrôle automatique de chauffage mais ils sont susceptibles de produire une forte impulsion de parasites lors de la première mise en service. De plus, le circuit (fig. 6.1a) fournit des parasites à faible niveau quand le chauffage fonctionne. Ces deux types de parasites peuvent être supprimés en utilisant le principe de la commutation à «tension nulle» pour lequel la commande de grille n'est appliquée au triac que pendant les très courts instants où la valeur instantanée de la tension ligne est voisine de zéro à chaque alternance. La figure 6.3 représente le circuit pratique d'un réglage de chauffage de ce type contrôlé par thermostat.

Une description complète des principes de fonctionnement a déjà été donnée au chapitre 2. A cet effet, Q_2 et Q_3 sont branchés comme détecteur de tension nulle avec alimentation par le réseau alternatif tandis que les sorties de Q_2 et Q_3 sont branchés comme détecteur de tension nulle avec alimentation par le réseau alternatif tandis que les sorties de Q_2 et Q_3 fournissent un signal aux transistors $Q_4 - Q_5$

qui assurent la commande de la gâchette du triac. Les transistors

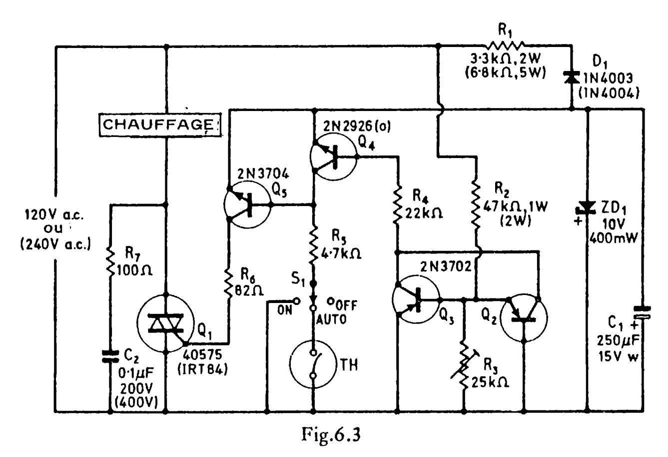


Fig.6.3

Q_4 et Q_5 sont alimentés par une tension continue stabilisée de 10 V obtenue du réseau par l'intermédiaire de $R_1 - D_1 - C_1$ et de la diode Zener ZD_1.

Dans ce circuit, une impulsion importante de gâchette n'est appliquée au triac que lorsque la valeur instantanée de la tension du secteur est voisine de zéro au début et à la fin de chaque alternance et quand la commande de la base est possible par l'intermédiaire de R_5. Le circuit qui est alors démuni de parasites peut être bloqué en supprimant le courant dans R_5. Le thermostat TH (fig. 6.3) est branché en série avec R_5 fournissant ainsi un contrôle automatique du chauffage à la fermeture et à l'ouverture.

Aux basses températures, le thermostat étant fermé, le circuit fournit un fonctionnement synchrone du chauffage. Aux températures élevées le thermostat étant ouvert, le circuit n'est pas commandé donc le chauffage ne fonctionne pas. Le circuit peut être fermé ou ouvert si cela est nécessaire par l'intermédiaire de S_1.

Le circuit (fig. 6.3) est facile à régler puisque la résistance R_3 est la seule grandeur réglable (à l'exception du thermostat). On doit noter, toutefois, que (comme on l'a expliqué au chapitre 2) cette grandeur doit être réglée en liaison avec la partie résistante de la charge qui commande le triac. Si cette charge a plusieurs

valeurs ce qui a lieu quand on commande 2 ou 3 filaments chauffants, le réglage de R_3 doit correspondre à la charge minimale c'est-à-dire avec un seul filament chauffant. Quand ce réglage initial aura été réalisé le circuit fonctionnera correctement pour les différentes charges.

Dans la pratique, le réglage de R_3 est très simple. Le chauffage choisi étant mis en place (le bouton de charge mis dans sa position minimale) on règle R_3 à sa valeur maximale puis on tourne S_1 dans la position de fermeture. La valeur de R_3 est pratiquement réduite jusqu'à ce qu'elle corresponde au point où le chauffage est total. Le réglage R_3 est alors bien réalisé. On doit mesurer la tension aux bornes de C_1 quand R_3 est réglée afin de s'assurer qu'elle ne soit pas descendue au-dessous de la valeur minimale 10 V. Le circuit est prêt à fonctionner.

Les figures 6.4 et 6.5 montrent comment le contrôle synchrone peut être modifié afin de permettre la régulation du chauffage. Dans le circuit (fig. 6.4) $R_8 - R_9 - R_{10} - R_{11}$ et la thermistance TH_1 sont branchés en pont sensible à la température tandis que Q_6 est branché comme un pont détecteur équilibré semblable à celui de la figure 6.2. Le circuit (fig. 6.5) est semblable avec la différence que l'amplificateur symétrique $Q_6 - Q_7$ fonctionne comme le pont détecteur équilibré.

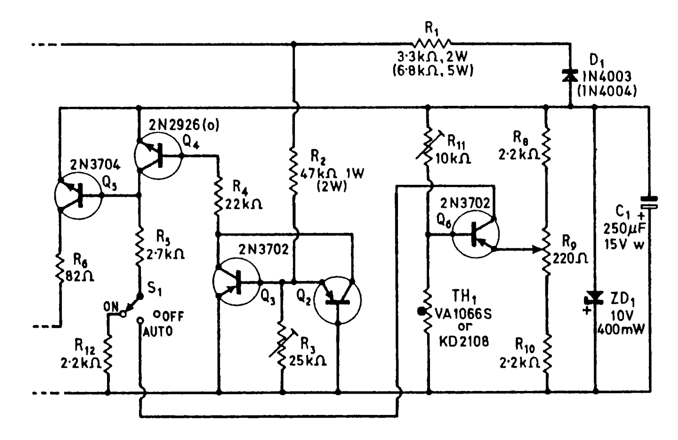


Fig.6.4

Dans les deux cas Q_6 conduit fortement dès que la température ambiante est basse. Dans ce cas la résistance R_5 est alimentée, le triac conduit en synchronisme délivrant ainsi la pleine puissance à la charge. En définitive quand la température est voisine de la valeur fixée Q_6 conduit partiellement les grandeurs des courants de R_5 et de la gâchette étant proportionnelles à la différence entre la température actuelle et la température de référence. Le triac est commandé successivement avec les modes I^- et III^- ce qui donne trois possibilités de chauffage. Dans ces conditions on a une très bonne régulation de la température. La régulation du circuit (fig. 6.5) est légèrement supérieure à celle de la figure 6.4 puisque le point de fonctionnement de la figure 6.4 est influencé par le déplacement du seuil V_{be} de Q_6 avec la température alors que le circuit de différence (fig. 6.5) n'est pas affecté par ces variations.

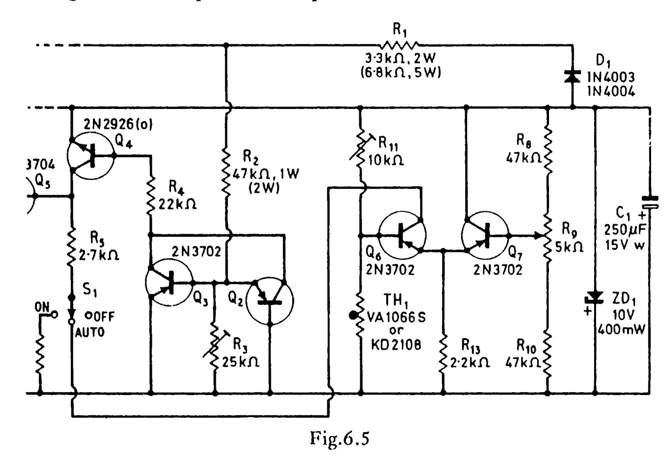


Fig.6.5

La façon de régler les deux circuits est identique. En premier lieu on branche l'appareil de chauffage, ensuite on met S_1 dans la position fermeture, puis on règle R_3 comme on l'a expliqué pour le circuit (fig. 6.3). Ensuite on place le curseur de R_9 à sa valeur moyenne, on règle TH_1 à la température d'ouverture fixée, puis on ajuste R_{11} de telle façon que le chauffage fonctionne dans ces conditions en simple alternance. Le réglage est alors terminé et le circuit en état de fonctionner. La résistance R_9 permet de faire varier la température d'ouverture de quelques degrés autour de la valeur fixée par R_{11}.

En définitive, les figures 6.6 et 6.7 montrent comment on peut utiliser le circuit intégré PA424 décrit au chapitre 2 pour le contrôle synchrone à la fermeture et à l'ouverture. Dans le circuit (fig. 6.6) un thermostat est relié à l'amplificateur de différence à circuits intégrés par l'intermédiaire de $R_2 - R_3$ et R_4 et le principe du circuit est tel que le triac conduit en synchronisme avec la fermeture du thermostat et qu'il s'ouvre quand le thermostat est ouvert.

Dans le circuit (fig. 6.7) une thermistance et une résistance variable sont branchées à l'entrée de l'amplificateur ces circuits fonctionnant dans les mêmes conditions que celui de la figure 6.5. Le triac qui conduit de façon synchrone aux basses températures est bloqué aux températures élevées. Il est actionné au synchronisme avec les trois modes de fonctionnement aux températures très proches de la valeur prévue.

CONTROLE A PUISSANCE VARIABLE A CYCLE INTÉGRAL

Tous les circuits que nous avons examinés délivrent un contrôle simple de fermeture et d'ouverture donnant ainsi un contrôle assez grossier de la chaleur. On peut obtenir un contrôle sans parasites à toutes fréquence grâce à la technique de la commutation totalement

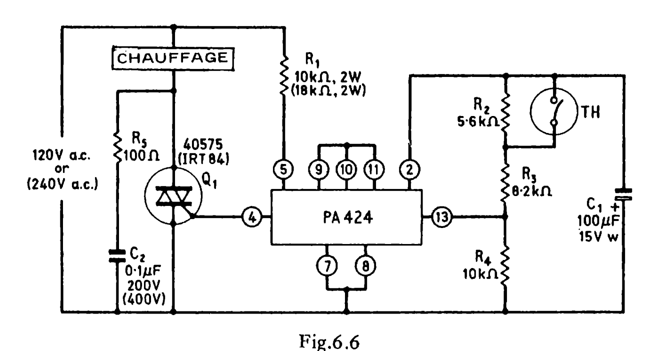


Fig.6.6

synchrone, contrôle dans lequel la puissance n'est appliquée au filament chauffant que pendant un nombre parfaitement défini d'alternances soit une centaine par exemple. Dans ces conditions, si la puissance

n'est appliquée que pendant 50 alternances sur chaque centaine, le chauffage ne fonctionnera que 50 pour cent de sa puissance totale alors que si la puissance est appliquée pendant 90 alternances sur chaque centaine, il fonctionnera à 90 pour cent de la pleine puissance et ainsi de suite.

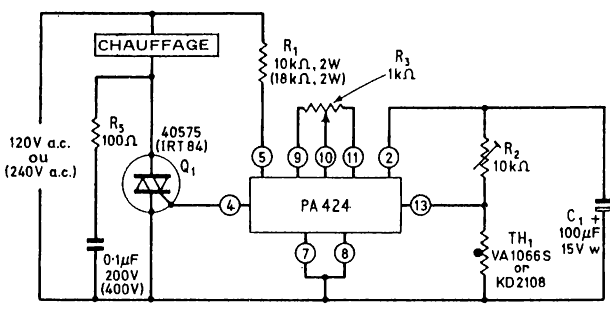


Fig.6.7

La figure 6.8 représente le circuit pratique d'un tel contrôle. Le principe est simple $Q_2 - Q_3 - Q_4 - Q_5$ sont branchés comme un contrôleur synchrone normal tandis que Q_6 et Q_7 sont branchés comme un multivibrateur astable (auto-oscillateur) qui délivre à R_5 un signal de contrôle rectangulaire. Le principe de ce multivibrateur est que Q_6 et Q_7 conduisent et se bloquent successivement avec des signaux en opposition. Quand Q_6 conduit, la base de Q_5 est commandée par R_5 ce qui assure la conduction du triac en synchronisme. Quand Q_6 est bloqué, la base de Q_5 n'est plus alimentée ce qui bloque le triac. Le multivibrateur astable a une période globale d'environ une seconde avec un taux d'amplitude par rapport à sa valeur nominale qui peut varier de 11 : 1 et de 1 : 11 par le réglage de R_{12}. En conséquence la puissance de chauffage est variable entre 8 pour cent et 92 pour cent de sa valeur maximale par l'intermédiaire de R_{12}. Le chauffage peut être totalement arrêté ou totalement mis en service par l'intermédiaire de S_1, si cela est nécessaire.

On peut compléter cette commande synchrone par une commande manuelle en ajoutant le multivibrateur et un commutateur permettant d'obtenir les deux types de contrôle. Les figures 6.9 et 6.10 montrent comment on peut modifier les circuits des figures 6.3 et 6.4. La figure 6.11 représente une version à circuits intégrés du contrôleur de chauffage à commande manuelle tandis que les figures 6.12 et

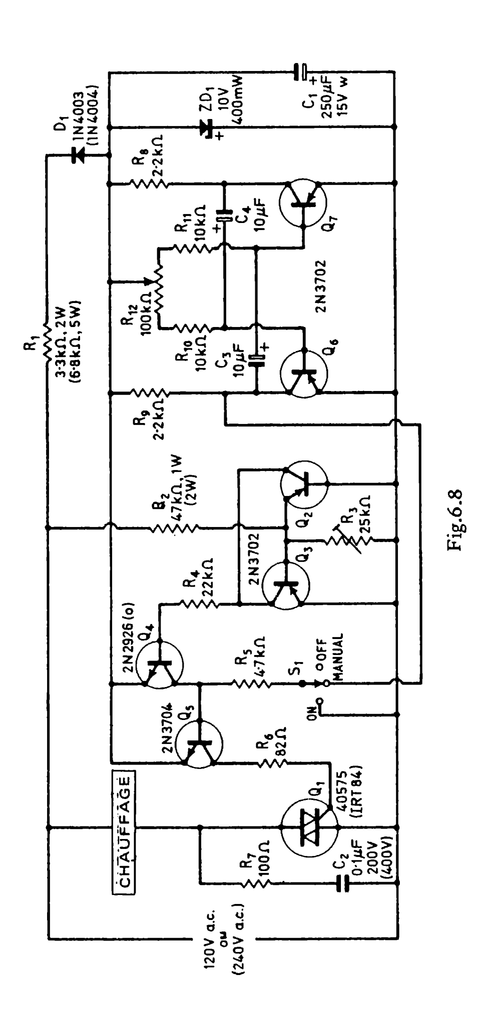

D1 1N4003 (1N4004)
R1 3·3kΩ, 2W (6·8kΩ, 5W)
R8 2·2kΩ
ZD1 10V 400mW
C1 250µF 15V w
R11 10kΩ
C4 10µF
Q7
R12 100kΩ
2N3702
R10 10kΩ
C3 10µF
Q6
R9 2·2kΩ
R2 47kΩ, 1W (2W)
Q2
R3 25kΩ
Q3
2N3702
R4 22kΩ
2N2926 (o) Q4
R5 4·7kΩ
S1
OFF
MANUAL
ON
2N3704 Q5
R6 82Ω
Q1 40575 (IRT84)
CHAUFFAGE
R7 100Ω
C2 0·1µF 200V (400V)
120V a.c. or (240V a.c.)

Fig.6.8

6.13 montrent comment on peut compléter les circuits des figures 6.6 et 6.7.

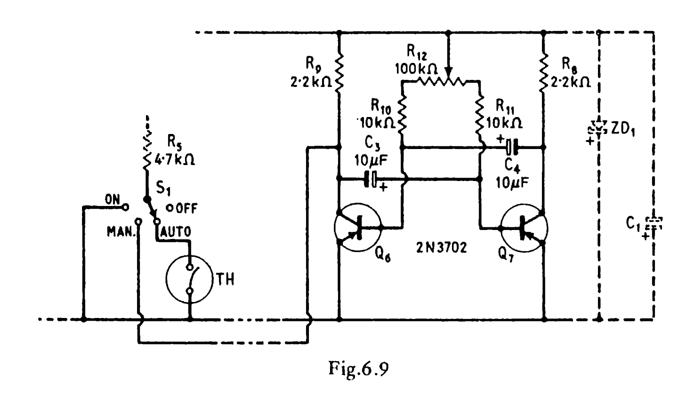


Fig.6.9

Fig.6.10

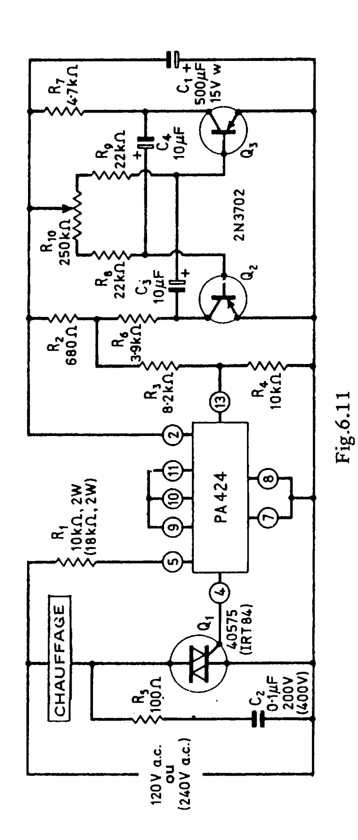

R7 4·7kΩ
C1 + 500µF 15V w
R9 22kΩ
C4 10µF
Q3
R10 250kΩ
2N3702
R8 22kΩ
C3 10µF
Q2
R2 680Ω
R6 3·9kΩ
R3 8·2kΩ
R4 10kΩ
R1 10kΩ, 2W (18kΩ, 2W)
PA 424
CHAUFFAGE
Q1 40575 (IRT84)
R5 100Ω
C2 0·1µF 200V (400V)
120V a.c. ou (240V a.c.)

Fig.6.11

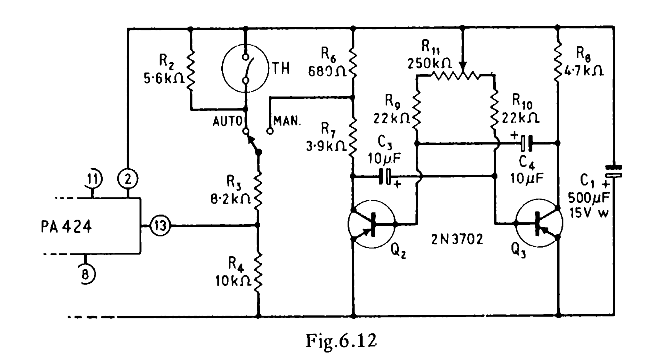


Fig.6.12

Fig.6.13

CONTROLE AUTOMATIQUE A CYCLE INTEGRAL.

De tels circuits permettent un réglage très précis du chauffage des enceintes. Le principe du contrôle automatique s'explique clairement à l'aide de la figure 6.14. La figure 6.14a montre le circuit de base de la partie du système sensible à la température. Les résistances $R_1 - R_2 - R_3$ et TH_1 constituent un pont sensible à la température tandis que les transistors $Q_1 - Q_2$ constituent un détecteur de différence qui applique par l'intermédiaire du collecteur de Q_1 un signal d'interdiction à un contrôleur synchrone assurant le fonctionnement et l'arrêt du chauffage. Un signal en dents de scie d'amplitude de 300 mV et de période une seconde est appliquée à la base

de Q_2 par l'intermédiaire de C_1. Dans ces conditions, un signal d'interdiction est délivré au système synchrone lorsque Q_1 est bloqué aux époques où la valeur instantanée de la tension en B est négative par rapport à celle en A.

La figure 6.14b représente les tensions qui apparaissent aux points A et B pour différentes températures sachant que le circuit doit maintenir une température ambiante de 20°C tandis que la

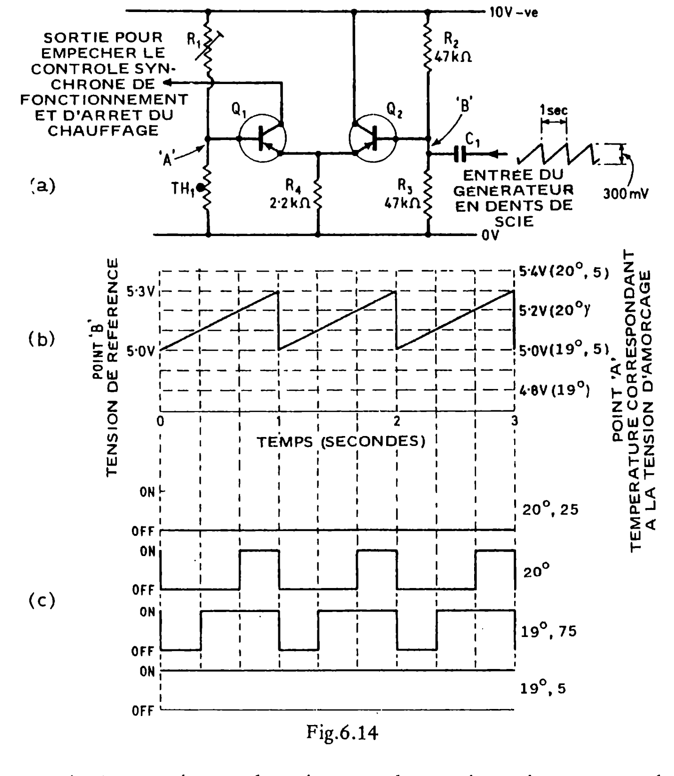


Fig.6.14

figure 6.14c représente les signaux de sortie qui correspondent à quatre température différentes. On constate qu'un signal en dent de scie de faible amplitude est superposé à une tension de référence fixe de 5 V au point B du circuit et qu'une tension fixe apparait au point A, tension dont l'amplitude varie avec la température. La

résistance R_1 est réglée de telle sorte que sa résistance soit légèrement supérieure à celle de TH_1 à 20°C, ce qui correspond à une tension de 5,2 V au point A.

C'est ainsi que lorsque la température de l'enceinte est au-dessous de 19°5 la résistance TH_1 est élevée, le point A est alors négatif par rapport au point B, Q_1 est alors polarisée dans le sens passant et la totalité de la puissance est appliquée au filament chauffant (fig. 6.14c). Dès que la température de l'enceinte augmente, la résistance diminue et le potentiel de A baisse. En conséquence, le circuit traverse un domaine (entre 19°5 et 20°25) pour lequel Q_1 conduit et bloque toutes les secondes grâce au signal en dent de scie du point B. Quand la température s'élève à 19°75 le transistor Q_1 et le filament sont bloqués pendant les deux tiers de chaque période d'une seconde de telle sorte que le chauffage n'est plus que le tiers de sa valeur maximale. Si par hasard la température de l'enceinte atteint 20°25 le potentiel en A est alors positif en permanence par rapport au potentiel en B de telle sorte que le transistor et le filament sont bloqués en permanence.

Le point important que l'on doit noter au sujet de ce contrôle vient de ce que la puissance de chauffage est totale tant que la température de l'enceinte dépasse la valeur fixée de un demi degré environ. Ensuite cette puissance diminue progressivement dès que l'on se rapproche du niveau fixé, la chaleur développée étant proportionnelle au besoin thermique de l'enceinte. Si par hasard la température fixée est atteinte, le chauffage n'est pas totalement supprimé mais il demeure juste suffisant pour équilibrer exactement les pertes de l'enceinte. Le chauffage s'arrête totalement quand la température de l'enceinte est légèrement au-dessus de la valeur fixée en raison d'une cause extérieure comme l'augmentation de la température du milieu ambiant. Le système procure une régulation très précise de la température.

La figure 6.15 représente le circuit pratique d'un contrôle de chaleur autorégulateur à cycle intégral. Le circuit qui est semblable au système de chauffage synchrone contrôlé thermistance de la figure 6.5 comporte un signal en dents de scie à bas niveau. Ce signal, qui est produit par l'oscillateur à unijonction Q_8, est appliqué à la base de Q_7. L'onde en dents de scie fait fonctionner le circuit en auto-régulation à cycle intégral. Le principe de mise en oeuvre de ce circuit est simple, il est ainsi conçu :

On branche le filament chauffant, on met S_1 dans la position «marche» et on règle R_3 comme on l'a indiqué sur le circuit (fig. 6.5).

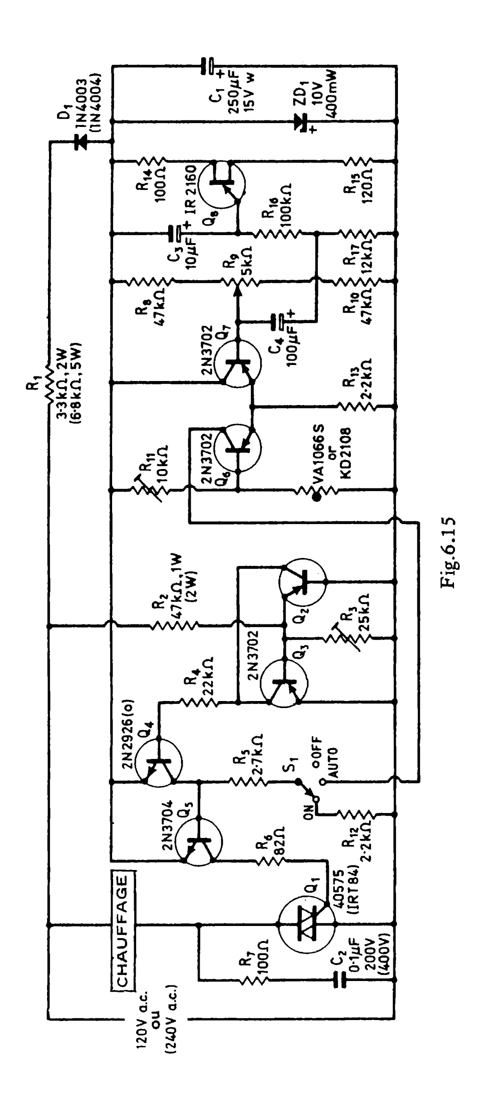

D1
1N4003
(1N4004)
C1
250µF
15V w
ZD1
10V
400mW
R14
100Ω
IR 2160
Q8
R15
120Ω
C3
10µF
R16
100kΩ
R9
5kΩ
R17
12kΩ
R8
47kΩ
R10
47kΩ
2N3702
Q7
C4
100µF
R1
3·3kΩ, 2W
(6·8kΩ, 5W)
R13
2·2kΩ
R11
10kΩ
2N3702
Q6
VA1066S
or
KD2108
R2
47kΩ, 1W
(2W)
Q2
R3
25kΩ
2N3702
Q3
R4
22kΩ
2N2926(o)
Q4
R5
2·7kΩ
S1
OFF
AUTO
ON
2N3704
Q5
R6
82Ω
R12
2·2kΩ
Q1
40575
(IRT84)
CHAUFFAGE
R7
100Ω
C2
0·1µF
200V
(400V)
120V a.c.
ou
(240V a.c.)

Fig.6.15

Ensuite on met S_1 dans la position «automatique», on place le curseur de R_9 à sa valeur moyenne, on place la thermistance à la valeur normale de la température de l'enceinte puis on règle R_{11} de telle façon que le chauffage diminue environ de un tiers de sa valeur maximale. Le réglage du circuit est alors terminé. La température de l'enceinte peut alors varier de plusieurs degrés autour de la valeur fixée par l'intermédiaire de R_9.

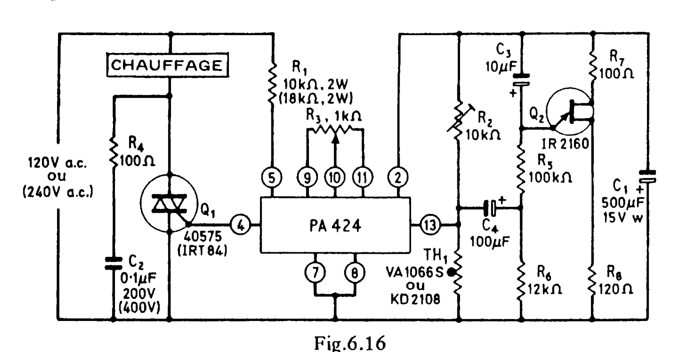


Fig.6.16

Pour terminer, la figure 6.16 représente la version avec un circuit intégré de ce mode de contrôle. Le circuit comporte simplement un générateur à unijonction en dents de scie en plus du circuit de la figure 6.7.

CHAPITRE 7

15 COMMANDES DE MOTEURS UNIVERSELS

Le moteur à courant continu du type série encore appelé moteur universel car il peut fonctionner aussi bien avec des alimentations en courant continu et en courant alternatif est très utilisé dans les applications domestiques : chignoles électriques, machines à coudre, mélangeurs de nourriture... Les moteurs universels qui sont le plus souvent alimentés en courant alternatif fonctionnent habituellement à une seule vitesse.

La limitation de la vitesse peut être obtenue en utilisant des thyristors, triac ou quadrac dont la gâchette est commandée par des impulsions réglables en phase. Par ailleurs on peut utiliser un circuit simple à thyristor pour déterminer les variations de vitesse afin de régler l'alimentation du moteur pour que sa vitesse demeure sensiblement constante malgré les variations de la charge. Ces études de commandes de moteurs universels présentent un grand intérêt aussi allons nous proposer dans ce chapitre quinze études différentes.

CARACTÉRISTIQUES DES MOTEURS UNIVERSELS

Un moteur universel classique comporte un simple enroulement d'excitation qui est branché en série avec l'armature du moteur. Quand le courant passe entre les bornes du moteur le courant change à la fois dans l'excitation et dans l'armature. Le couple d'un moteur étant proportionnel au flux produit par l'inducteur et au courant de l'induit, il en résulte que le couple d'un moteur série non saturé

est proportionnel au carré de l'intensité qui le traverse. Un moteur série est autorégulateur de vitesse. En effet quand une tension est appliquée aux bornes d'un moteur arrêté, la fcém du moteur étant nulle, l'appel de courant est alors important il en résulte un couple au démarrage élevé qui provoque une forte accélération de l'armature. Quand le moteur atteint sa vitesse maximale, sa fcém est élevée et le couple est relativement faible.

Quand on applique un couple résistant sur l'arbre du moteur, sa vitesse tend à diminuer. Dès que celle-ci diminue, la fcém diminue et la différence entre la fcém et la tension appliquée augmente. En conséquence, l'intensité absorbée et le couple augmentent automatiquement ce qui tend à accélérer le moteur afin de lui redonner sa vitesse d'origine.

Comme le moteur universel fonctionne aussi bien avec une alimentation alternative que continue, celui-ci peut être alimenté sans inconvénients par une tension redressée. De plus il est intéressant de noter qu'en raison de ses propriétés d'auto-régulation un moteur alimenté en simple alternance développe moins de 20 pour cent de la vitesse et de la puissance nominales. Il en résulte une solution de contrôle par thyristor qui est économique et qui a un très bon rendement.

Un autre point intéressant vient de ce que lors du fonctionnement à simple alternance le magnétisme résiduel du moteur engendre une fcém pendant les alternances de blocage du thyristor. Cette fcém qui est proportionnelle à la vitesse du moteur peut être recueillie par un circuit électronique simple puis être utilisée pour produire un signal de retour destiné à renforcer l'action auto-régulatrice du moteur.

CONTROLES A SIMPLE ALTERNANCE

Comme on l'a déjà signalé, le contrôle à simple alternance d'un moteur universel alimenté en courant alternatif permet de réduire à 20 pour cent la vitesse et la puissance disponibles. Ce mode de contrôle est doublement intéressant sur le plan économique et du point de vue du rendement.

La figure 7.1a représente le circuit de base de ce type de contrôle qui fonctionne avec des impulsions que l'on décale. R_1 et C_1 constituent un déphaseur réglable et un diviseur de tension ce qui permet

d'appliquer à la gâchette du thyristor des impulsions que l'on décale de zéro à 180° pour chaque alternance positive. Au début de chaque

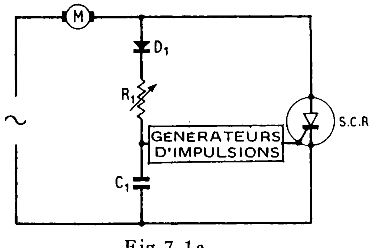


Fig.7.1a

alternance positive, le thyristor est bloqué et la puissance est appliquée au réseau déphaseur $R_1 - C_1$ par l'intermédiaire de D_1. Après un certain retard de phase fixé à l'avance, la tension aux bornes de C_1 atteint la valeur d'amorçage ce qui provoque la décharge du condensateur dans la gâchette du thyristor qui conduit. Le moteur est alors alimenté tandis que le réseau $D_1 - R_1 - C_1$ n'est plus commandé.

Quand on règle R_1 à sa valeur minimale, le déphasage délivré par le réseau $R_1 - C_1$ est minimal de telle sorte que le thyristor est pratiquement amorcé au début de chaque alternance positive. Dans ces conditions la tension d'alimentation du moteur est maximale et celui-ci tourne à sa vitesse maximale. En revanche, quand on règle R_1 à sa valeur maximale, le déphasage est maximal, le thyristor s'amorce à la fin de l'alternance, la tension d'alimentation est alors très faible et la vitesse du moteur est minimale. Ainsi est-il possible de faire varier la vitesse du moteur par le réglage de R_1.

Le figure 7.1b représente le circuit pratique d'un contrôleur de vitesse alimenté en simples alternances. Il utilise pour l'amorçage du thyristor un s.u.s. (interrupteur unilatéral au silicium) dont on a déjà donné les propriétés (fig. 1.18). La résistance R_2 branchée en parallèle avec R_1 permet de faire en sorte que la vitesse du moteur est sensiblement nulle pour la résistance maximale de R_1 ce qui assure le contrôle maximal par l'intermédiaire de R_1. La résistance R_3 permet de limiter à une valeur convenable le courant de charge de C_1 quand la résistance R_1 est voisine de zéro. Les résistances R_4 et R_5 permettent de décharger la capacité C_1 pendant les alternances négatives assurant ainsi un fonctionnement du circuit sans courant inverse.

La figure 7.2 montre comment il est possible de remplacer le s.u.s. de la figure 7.1b par un circuit équivalent à transistors. Les

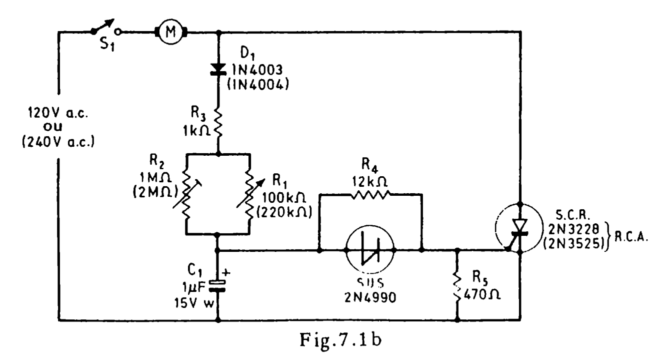


Fig.7.1b

transistors Q_1 et Q_2 fonctionnent comme des impédances élevées tant que la tension aux bornes s'élève à 7,5 V environ. A partir de cette valeur, un phénomène de réaction intervient ce qui les transforme en impédances faibles assurant ainsi la décharge de C_1 dans la gâchette du thyristor. La tension d'amorçage est déterminée par le potentiomètre $R_5 - R_6$.

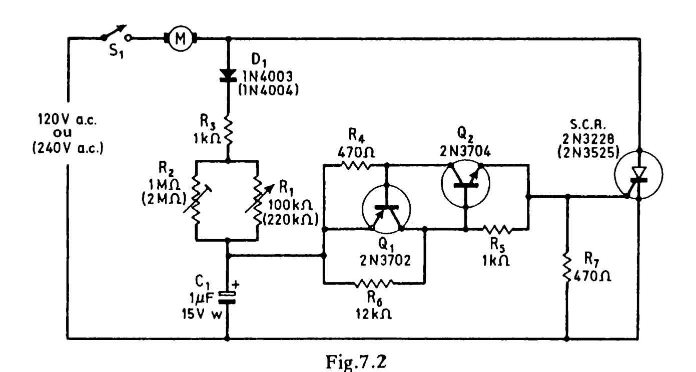


Fig.7.2

La figure 7.3 montre comment il est possible d'ajouter au circuit de la figure 7.2 un certain taux d'auto-régulation. Dans ce cas, la résistance R_9 est branché en série avec la cathode du thyristor, une tension étant développée aux bornes de R_9 quand le thyristor

conduit. La valeur de crête de cette tension est proportionnelle à la valeur de crête de l'intensité qui traverse le moteur. La capacité C_2 se charge à cette tension de crête par l'intermédiaire de D_2. Cette tension qui est appliquée à la base de Q_2 par l'intermédiaire de R_8 réduit la tension d'amorçage de l'interrupteur $Q_1 - Q_2$!

Supposons que le moteur, tournant à une vitesse donnée par l'intermédiaire de R_1, a sa charge qui augmente brusquement. Quand la charge d'un moteur augmente sa vitesse tend à diminuer ce qui entraîne une augmentation de son intensité et par suite une augmentation de la tension de crête aux bornes de R_9. Dans ces conditions, la tension aux bornes de C_2 augmente et la tension d'amorçage de l'interrupteur $Q_1 - Q_2$ diminue. L'interrupteur à transistor et le thyristor s'amorcent alors plus tôt sur les différentes alternances positives ce qui entraîne l'augmentation automatique de la vitesse du moteur qui tend à reprendre sa valeur initiale. Ainsi a-t-on réalisé un certain pourcentage d'auto-régulation.

Il est intéressant de noter que le taux de régulation que l'on vient de réaliser est assez faible puisque la relation entre l'intensité du moteur et la boucle de retour n'est pas linéaire. Cependant les performances d'un tel système sont bien meilleures que celles d'un circuit sans régulation (fig. 7.2). Pour obtenir de meilleurs résultats

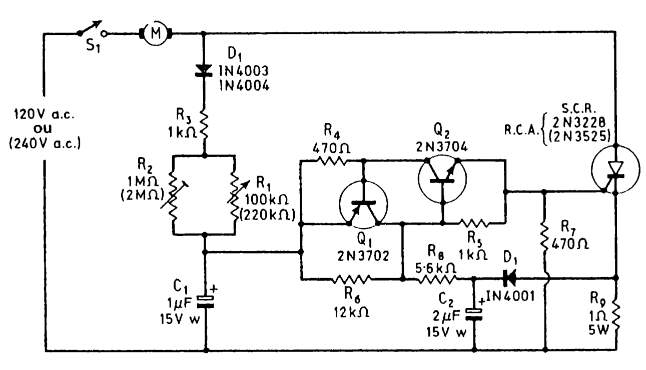


Fig.7.3

on est amené à choisir par approximations successives la valeur de R_9 afin que celle-ci soit bien adaptée au moteur commandé.

La figure 7.4 représente le circuit pratique d'un contrôleur du type alternatif comportant de l'auto-régulation. Ce circuit détermine

les variations de vitesse du moteur par l'intermédiaire de la fcém de l'induit, puis il utilise ces variations pour déphaser le point d'amorçage du thyristor afin de maintenir une vitesse du moteur constante

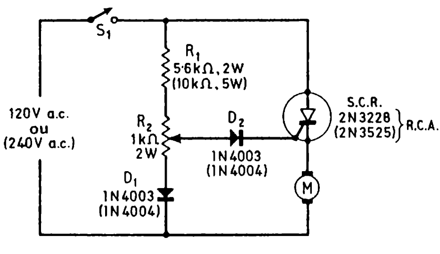


Fig.7.4

malgré les variation de la charge. Cette auto-régulation qui est très efficace est particulièrement recommandée pour l'entrainement des appareils (machines à percer...) qui sont sujets à de brusques variations de la charge.

Le circuit de la figure 7.4 est simple. Les résistances R_1 et R_2 forment un simple diviseur de tension tandis que D_1 se comporte comme un redresseur à simple alternance. Le principe de $R_1 - R_2$ et D_1 est tel qu'une partie atténuée de chaque alternance positive de la ligne apparaît sur le curseur de R_2, cette tension étant ensuite appliquée à la gâchette du thyristor par l'intermédiaire de D_2. Au début de chaque alternance positive, le thyristor est bloqué tandis qu'une tension fonction de la vitesse est appliquée à la cathode du thyristor par la fcém de l'armature. Quand la valeur instantanée de la tension dérivée de la ligne, dépasse la tension de la cathode qui dépend de la vitesse au cours de chaque alternance positive, la diode D_2 et la gâchette du thyristor sont polarisées dans le sens direct, le thyristor conduit ce qui assure l'alimentation du moteur pendant la partie correspondante de l'alternance.

Dans ces conditions, si on règle R_2 pour qu'une grande partie de la tension de la ligne apparaisse sur le curseur de R_2, la gâchette du thyristor est polarisée dans le sens direct, le thyristor conduit dès le début de l'alternance et le moteur tourne à pleine vitesse.

Avec ce montage il n'est pas possible d'amorcer le thyristor avec un déphasage supérieur à 90° puisque la tension de crête d'une alternance correspond à une phase de 90°. Dans ces conditions,

la puissance minimale que peut délivrer le moteur correspond à une demi-alternance. Cette propriété nuit aux performances à basse vitesse pour la raison suivante :

Supposons que la résistance R_2 soit réglée pour qu'une faible fraction de la tension de la ligne apparaisse à ses bornes et que le moteur fonctionne dans ces conditions à basse vitesse. Comme le moteur produit une très faible fcém aux basses vitesses, le thyristor conduit pour de faibles valeurs de la tension aux bornes de R_2 ainsi le thyristor délivre-t-il la puissance minimale correspondant à une demi alternance. Cette puissance relativement élevée fournit un couple élevé qui tend à accélérer le moteur. Cette accélération augmente la fcém du moteur ce qui provoque l'amorçage l'alternance suivante avec un déphasage supérieur à $90°$.

En conséquence, le thyristor ne s'amorce pas à l'alternance suivante et comme le moteur est privé de sa puissance, sa vitesse et sa fcém diminuent à une valeur relativement faible ce qui provoque à nouveau l'amorçage du thyristor. Le thyristor fournit donc une puissance correspondant à une demi alternance et le processus se répète à nouveau. Ce phénomène de dérapage peut se produire sur une ou plusieurs alternances suivant la vitesse affectée par R_2. Dans ce dernier cas, la vitesse moyenne du moteur déterminée d'après une période de quelques centaines de millisecondes peut être très basse, aussi la résistance R_2 est-elle incapable de faire varier la vitesse du moteur de zéro à sa valeur maximale. Comme le moteur possède une masse importante il présente une grande inertie et comme les impulsions sont fournies au moteur à la vitesse d'une dizaine par seconde, la pleine vitesse du moteur est obtenue sans à coups ce qui donne l'impression d'un réglage de vitesse doux et progressif.

La vitesse du moteur est réglée automatiquement car il est facile de la déterminer par l'intermédiaire de la fcém du moteur, aussi l'auto-régulation peut-elle intervenir sur la totalité du contrôle de la vitesse. Supposons que la résistance R_2 soit réglée de telle façon que le thyristor soit amorcé à la fin de chacune des alternances positives et que le moteur tourne à une vitesse relativement élevée par suite d'une baisse de charge. Si une charge importante est brusquement appliquée au moteur, la vitesse et par suite la fcém diminuent. Le thyristor dont la gâchette est amorcée plus tôt à chaque alternance délivre au moteur une puissance plus grande. Le couple du moteur augmentant, sa vitesse augmente pour se rapprocher de sa valeur initiale, ainsi observe-t-on peu de changements de la vitesse du moteur.

Les caractéristiques auto-régulatrices du circuit sont particulièrement bonnes quand le moteur fonctionnant à faible vitesse avec une faible charge un certain dérapage a lieu sur par exemple une dizaine d'alternances. Le nombre de ces alternances dépend des caractéristiques de décélération, caractéristiques qui dépendent beaucoup de la charge du moteur. Dans ces conditions, si la charge du moteur augmente légèrement, le taux de ralentissement peut doubler et le moteur ne peut déraper que de cinq alternances avant qu'il ne retrouve un nouveau fonctionnement à demi alternance. Si la charge augmente à nouveau le taux de dérapage se réduit et si une charge particulièrement importante est appliquée au moteur le taux de ralentissement peut devenir si élevé que le dérapage cesse totalement le thyristor s'amorçant à chaque alternance positive afin de maitenir la vitesse constante. Dans ces conditions, le circuit présente des caractéristiques auto-régulatrices excellentes aux basses vitesses pour un grand domaine de variations de charges.

Comme le circuit fournit dans ces conditions une puissance minimale correspondant à une demi alternance, le couple du moteur est élevé aux basses vitesses. Ce couple trop élevé aux basses vitesses peut présenter certains inconvénients auxquels on peut remédier en modifiant le circuit (fig. 7.5). Dans ce circuit, C_1 produit un déphasage du réseau de gâchette ce qui permet de réduire l'angle minimal à une valeur inférieure à une demi alternance. La capacité C_1 doit être choisie (entre 1 μF et 10 μF) afin d'obtenir le compromis

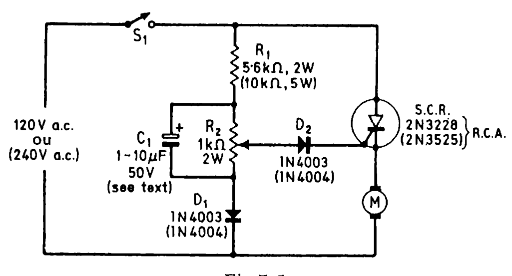


Fig.7.5

entre le couple élevé et des caractéristiques acceptables aux basses vitesses. Le choix personnel de l'auteur concerne le circuit non modifié (fig. 7.4).

Un léger désavantage des circuits des figures 7.4 et 7.5 vient de ce que le réseau $R_1 - R_2$ doit fournir la totalité du courant de gâchette du thyristor. De plus, le thyristor doit être relativement sensible sinon les valeurs des résistances R_1 et R_2 devront être si basses qu'elles dissipent en chaleur une puissance excessive. La figure 7.6 représente un circuit qui évite cet inconvénient permettant ainsi d'utiliser un thyristor peu sensible donc de prix réduit.

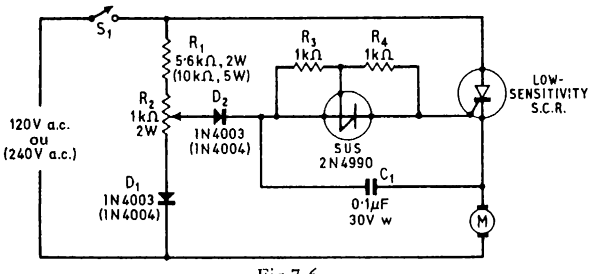


Fig.7.6

Dans ce cas, la tension qui prend naissance aux bornes de la capacité est proportionnelle à la différence entre la tension aux bornes du rhéostat R_2 et la tension de la cathode du thyristor à chaque alternance. Quand la tension aux bornes de C_1 dépasse la tension d'amorçage de l'interrupteur s.u.s. (soit 1,2 V environ) et celle de la gâchette du thyristor, l'interrupteur s.u.s. décharge rapidement C_1 dans la gâchette du thyristor assurant ainsi la conduction de celui-ci. Le courant de gâchette est alors délivré par C_1 qui

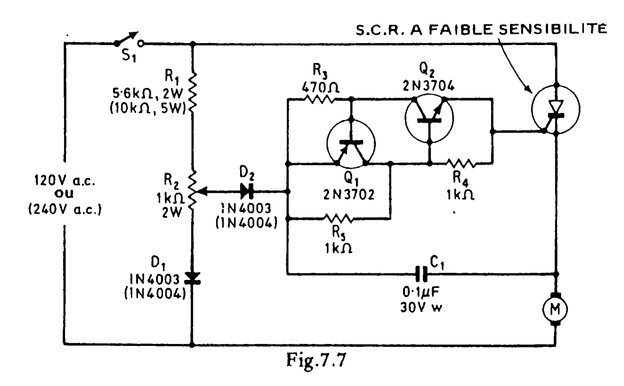


Fig.7.7

se comporte comme une capacité asservie. Il n'est plus délivré directement par R_1 et R_2 qui peuvent avoir des valeurs relativement faibles.

La figure 7.7 montre comment on a remplacé l'interrupteur s.u.s. (fig. 7.6) par un interrupteur à transistor équivalent.

Pour terminer, la figure 7.8 propose une autre solution au problème de la sensibilité. Dans ce cas le thyristor SCR_1 qui est utilisé comme

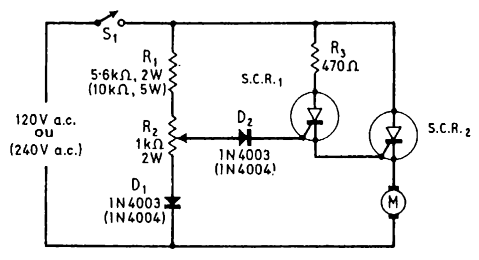


Fig.7.8

appareil asservi est un thyristor sensible avec un courant nominal d'au moins 1A. Ce thyristor est commandé de la même façon que le thyristor de la figure 7.4 mais quand il conduit il commande la gâchette du thyristor principal par l'intermédiaire de R_3 et du réseau d'énergie, ce thyristor étant un appareil de grand débit et de sensibilité réduite. A l'exception des différences que lon vient de signaler, les circuits des figures 7.6 et 7.8 fonctionnent de la même façon que celui de la figure 7.4.

CONTROLE A DOUBLE ALTERNANCE

Comme on l'a précédemment expliqué le fonctionnement d'un moteur universel à double alternance provoque une augmentation de puissance et de vitesse d'environ seulement 20 pour cent par rapport au fonctionnement à simple alternance. Les commandes de vitesse à double alternance n'apporte donc que peu d'avantages sur celles que nous avons décrites à simple alternance.

Le fonctionnement à double alternance est surtout utilisé dans les conditions de vitesse sans régulation principalement quand on

utilise un triac ou un quadrac comme élément de contrôle. Huit études pratique à triac et quadrac sont ainsi présentées à la fin de ce chapitre. Ces études qui utilisent le principe de l'amorçage par des impulsions déphasées sont déduites des commandes d'éclairage décrites en détail dans le chapitre 5. Le lecteur peut se reporter à ce chapitre pour plus de détails sur le fonctionnement de ces circuits.

La figure 7.9 représente le montage pratique d'un contrôleur de vitesse à simple alternance qui utilise un triac comme élément de commande. Ce circuit est semblable à celui de la figure 5.16b avec la différence que le filtre $L_1 - C_2$ des radiofréquences est supprimé (puisque l'élimination des radiofréquences est assurée par l'inductance

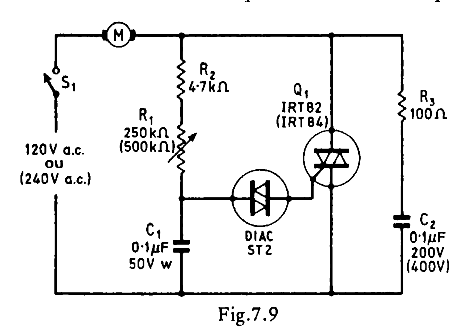


Fig.7.9

du moteur) et que le circuit $R_3 - C_2$ destiné à réduire le temps de montée est branché aux bornes principales du triac. En raison de la nature inductive du moteur, le courant du circuit principal et la

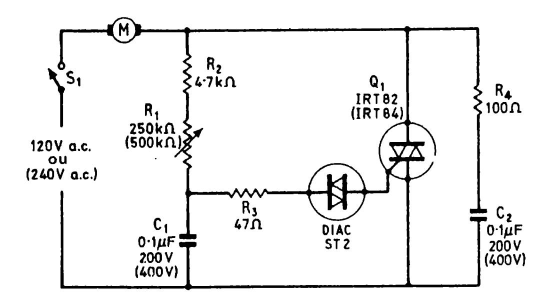


Fig.7.10

tension du triac ne sont pas en phase. En conséquence, une tension élevée de commutation apparaît aux bornes du triac quand celui-ci se bloque à la fin de chaque alternance. La résistance et la capacité C_2 servent à limiter le temps de montée de la tension d'ouverture à une valeur acceptable ce qui évite l'amorçage en retour du triac par cet effet de montée.

Comme on l'a expliqué au chapitre 5, les circuits analogues à celui de la figure 7.9 risquent l'effet de courant inverse causé par le changement de la tension instantanée aux bornes de C_1 dès que le diac s'amorce amorçant ainsi le triac à chaque alternance. La figure

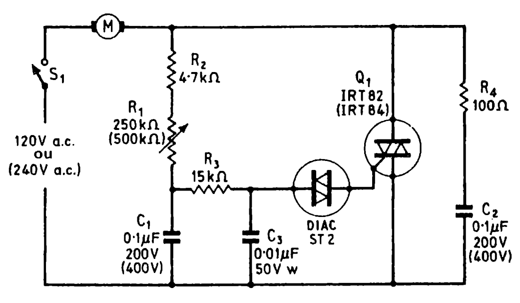


Fig.7.11

7.10 montre comment on peut réduire cet inconvénient en branchant R_3 en série avec le diac. Les figures 7.11 et 7.12 montrent comment cet effet en retour peut encore être réduit en utilisant la technique de la gâchette asservie. Les circuits des figures 7.10, 7.11 et 7.12 sont

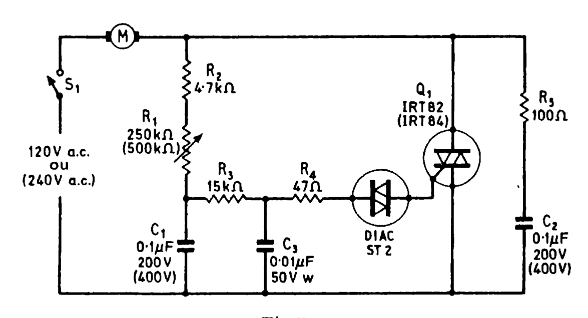


Fig.7.12

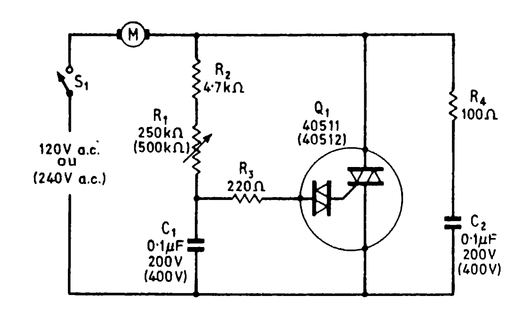


Fig.7.13

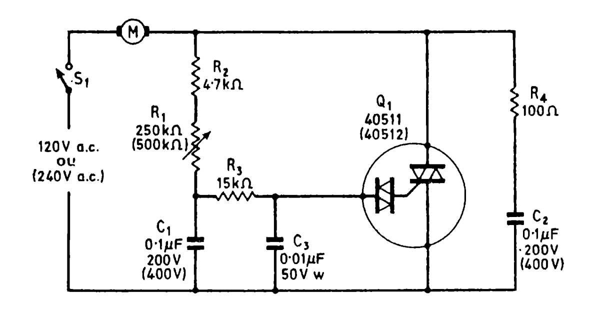


Fig.7.14

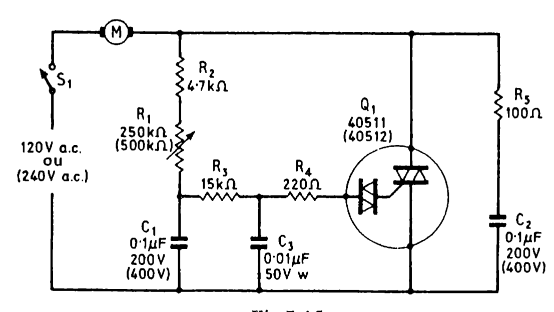


Fig.7.15

déduits respectivement des circuits des figures 5.17, 5.18 et 5.19. Les quatre circuits à triac présentés dans les figures 7.9 à 7.12 peuvent commander des moteurs avec des intensités allant jusqu'à 8A sur des réseaux à 120 V et allant jusqu'à 10 A sur des réseaux à 240 V.

Pour terminer, les figures 7.13, 7.14 et 7.15 montrent comment on peut modifier les circuits des figures 7.11 et 7.12 pour que les triacs et les diacs soient remplacés par un seul quadrac. Les quadracs qui sont fournis avec des radiateurs peuvent commander des moteurs avec des intensités allant jusqu'à 2,2 A à une température ambiante de 25°C. Les valeurs des courants absorbés par les quadracs peuvent atteindre 6 A en ajoutant un radiateur supplémentaires pour que les températures de leurs boitiers demeurent au-dessous de 75°C.

CHAPITRE 8

5 COMMANDES DIVERSES

Les thyristors peuvent être utilisés dans un grand nombre d'applications qui ne font pas partie de celles que nous avons déjà décrites. Ce dernier chapitre a pour but de décrire cinq de ces études. Elles comportent deux chargeurs d'accumulateurs de 12 V avec auto-régulation, un contrôleur de vitesse d'un train miniature, et deux commandes d'essuie-glace pour automobiles.

CHARGEUR DE BATTERIE A AUTO–RÉGULATION

La figure 8.1 représente le circuit pratique d'un chargeur de batterie de 12 V avec auto-régulation. L'appareil charge la batterie avec un débit de 3 à 5 A quand l'accumulateur est déchargé tandis que ce débit diminue réguliérement à mesure que la batterie se rapproche de sa charge normale. Le principe de fonctionnement est le suivant :

Le transformateur *TI* et le pont redresseur D_1 à D_4 abaissent et redressent la tension alternative appliquant ainsi un courant de charge à la batterie par l'intermédiaire de $M_1 - R_1$ et de SCR_1. Le courant de gâchette de SCR_1 est dérivé de la tension redressée de la ligne par l'intermédiaire de LP_1 et de D_5. SCR_2 est branché entre le point de jonction $D_5 - LP_1$ et le fil de masse par l'intermédiaire de R_6 tandis que son courant de gâchette est dérivé de la batterie par l'intermédiaire du diviseur de tension $R_2 - R_3 - R_4$

et de la diode Zener ZD_1. R_3 est réglé de telle sorte que SCR_2 ne peut conduire que si la tension de la batterie atteint la pleine charge de 14,3 V.

Dans ces conditions quand la batterie est initialement mise en charge sa tension est inférieure à 14,3 V et $SCR2$ est bloqué. Dans ces conditions SCR_1 conduit par l'intermédiaire de LP_1 et D_5 au début de chaque alternance et un courant de charge important traverse la batterie par l'intermédiaire de $R_1 - M_1$ et SCR_1. R_1 limite le courant de charge à 3 ou 4 ampères à l'intérieur d'une bande de tension allant de 10 à 14 V.

A mesure que la batterie se charge, la tension à ses bornes augmente en fonction de son état de charge et du courant de charge pour atteindre une tension de 14,3 V pour la pleine charge. Dans cet état, SCR_2 se met à conduite par l'intermédiaire de ZD_1 et cette conduction provoque la mise à la masse du point de jonction de $D_5 - LP_1$ ce qui assure le blocage de SCR_1 à l'alternance suivante supprimant ainsi le courant de charge de la batterie. Dès que SCR_2 conduit la lampe LP_1 s'allume ce qui donne un signal visuel de fonctionnement du circuit.

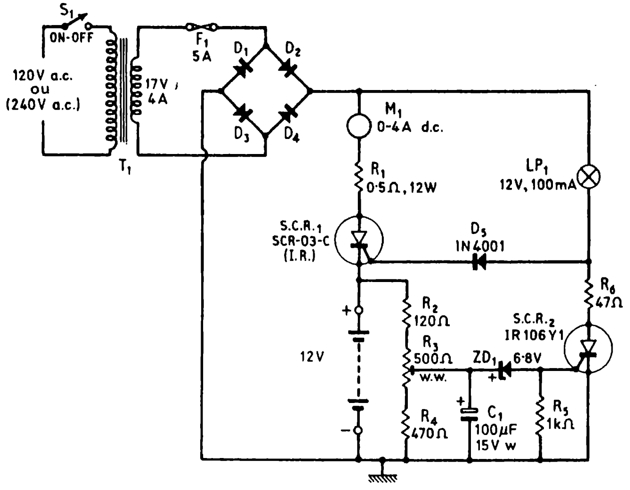


Fig.8.1

Dès que le courant de charge est supprimé, la tension de batterie descend assez rapidement au-dessous de la valeur 14,3 V correspondant à la pleine charge, SCR_2 conduit à nouveau ce qui permet à SCR_1 de conduire permettant ainsi de charger à nouveau la batterie. Le temps de décroissance de la tension augmente proportionnellement à l'état de charge de la batterie. C'est pourquoi, quand la batterie se rapproche la première fois de l'état de charge, le temps de décroissance est court et SCR_1 se bloque peut-être une alternance sur une dizaine ce qui entraîne une faible réduction du courant moyen de charge. La charge de la batterie continue alors à monter et le temps de décroissance augmente lentement. Quand la batterie est proche de la pleine charge, le temps de décroissance augmente à une valeur telle que SCR_1 s'amorce sur une alternance sur deux et le courant de charge tombe à la moitié de sa valeur maximale.

Dans le cas où la batterie est complètement chargée, le temps de décroissance devient tellement long que le thyristor SCR_1 conduit pendant peut-être une alternance sur une dizaine et le courant de charge tombe à une valeur de maintien de seulement quelques dixièmes d'ampères. Ainsi la charge ne tombe-t-elle pas brusquement à zéro dès que la batterie se trouve complètement chargée mais elle diminue très lentement (sur une période de plusieurs heures) de sa pleine valeur à une valeur de maintien. La charge de maintien demeure alors de façon permanente quand la batterie atteint sa pleine charge.

Le circuit (fig. 8.1) présente quelques problèmes pour sa réalisation. La résistance R_1 qui a une valeur nominale de 0,5 Ω doit avoir une puissance nominale d'au moins 12 W. Cette résistance peut être réalisée en branchant en parallèle deux résistances de 0,5 Ω et 3 W. La résistance R_1 est destinée à limiter le courant de charge à environ 5 A quand on veut la brancher sur une batterie complètement déchargée. Si l'intensité est nettement supérieure à cette valeur, on augmente R_1 pour demeurer à l'intérieur de ces limites.

La résistance R_3 peut être réglée en branchant une batterie de 12 V complètement chargée pendant deux ou trois heures puis en réglant très lentement R_3 pour que la lampe LP_1 commence à briller alors que le courant de charge tombe à environ un ampère.

Le seul inconvénient du circuit (fig. 8.1) vient de ce que le fusible de protection a tendance à se rompre en cas de court-circuit accidentel aux bornes de la batterie. La figure 8.2 présente une solution à cet inconvénient. Dans ce cas, le transistor Q_1 qui est branché à un générateur à courant constant de 4 A est relié en série avec le circuit

de charge de la batterie ce qui limite automatiquement le courant de charge à cette valeur même si les deux bornes de sortie sont en court-circuit. La lampe LP_2 s'éclaire dans le cas d'un court-circuit. Le circuit fonctionne de la façon suivante :

Le transistor Q_1 est branché en émetteur suiveur avec la charge R_6 de l'émetteur et avec le collecteur dérivés du réseau de charge de la batterie. D_6 et C_2 fonctionnent comme un simple réseau de lissage qui applique un courant permanent à $D_7 - D_8 - D_9$ et à la base de Q_1 par l'intermédiaire de R_7. Une tension permanente égale à la tension directe combinée de $D_7 - D_8$ et D_9 apparaît aussi à la base de Q_1. En raison de l'action émetteur-suiveur de Q_1 cette tension base-émetteur directe de Q_1 est développée aux bornes de R_6. La tension aux bornes de R_6 qui est constante, se fixe aux environs de 1,2 V. En conséquence un courant constant d'environ 4 A circule à travers R_6 par l'intermédiaire de Q_1. Ce courant passe dans le collecteur de Q_1 par le circuit de charge de la batterie. Le collecteur de Q_1 fonctionne aussi comme une source à courant constant.

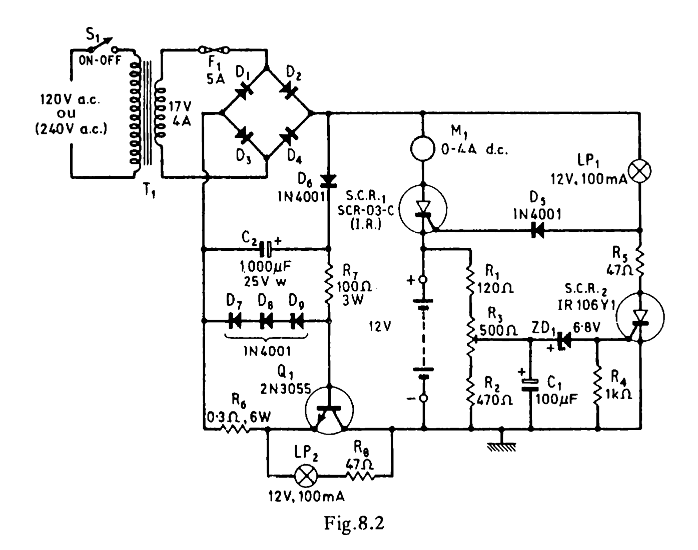


Fig.8.2

Normalement quand une batterie complètement chargée est branchée, sensiblement toute la tension disponible du chargeur est appliquée aux bornes de la batterie. Dans ces conditions, la tension

développée entre l'émetteur et le collecteur de Q_1 est très faible, ce dernier étant sensiblement à l'état saturé. En revanche, si les bornes de la batterie sont en court-circuit, presque toute la tension disponible apparaît aux bornes de Q_1 tandis qu'aucune tension n'est appliquée aux bornes du chargeur. La lampe LP_2 qui est branchée aux bornes de Q_1 s'éclaire donnant ainsi une indication visuelle quand les deux bornes sont en court-circuit.

Quand on réalise la figure 8.2 on doit noter que Q_1 peut dissiper 50 à 60 W quand les bornes du chargeur sont en court-circuit de telle sorte que Q_1 doit être équipé d'un radiateur. Le chassis du chargeur peut remplir cette fonction le corps métallique de Q_1 étant soudé directement au châssis métallique (sans intercaler de rondelle en mica) afin d'obtenir une dissipation maximale de la chaleur. La résistance R_3 est réglée de la même façon que pour le circuit (fig. 8.1).

CONTROLE DE VITESSE D'UN TRAIN MINIATURE

La figure 8.3 représente le circuit pratique d'un contrôleur de vitesse d'un train miniature. Ce circuit permet de faire varier sans à-coups la vitesse d'un train miniature alimenté sous 12 V de façon progressive depuis la vitesse nulle jusqu'à une vitesse maximale. Le courant maximal de sortie disponible est 1,5 A tandis qu'un circuit de protection contre les surcharges limite automatiquement le courant à une valeur de sécurité si un court-circuit intervient sur l'alimentation. Cette propriété qui évite d'avoir à remplacer les fusibles rend pratiquement le contrôleur indéréglable pendant l'usage. Le fonctionnement du circuit est relativement simple. La tension de la ligne est abaissée puis redressée avec double alternance grâce aux diodes D_1 à D_4. Au début de chaque alternance le thyristor étant bloqué, la tension est alors appliquée au transistor unijonction Q_1 et au transistor bipolaire Q_2 par l'intermédiaire de R_1 et de la diode Zener ZD_1. Dès que l'alternance commence, C_1 commence à se charger par l'intermédiaire de R_7 et des résistances $R_8 - R_9$ branchées en parallèle et après un certain délai, le transistor unijonction s'amorce, assurant ainsi la conduction du thyristor. Dès que celui-ci conduit, il se sature. Il libère alors la puissance de Q_1 et de Q_2 pour appliquer la partie restante de l'alternance au train miniature par l'intermédiaire de R_2 et S_3.

En réglant R_8, l'unijonction et le thyristor peuvent s'amorcer juste après le début de chaque alternance ou près de la fin de chaque

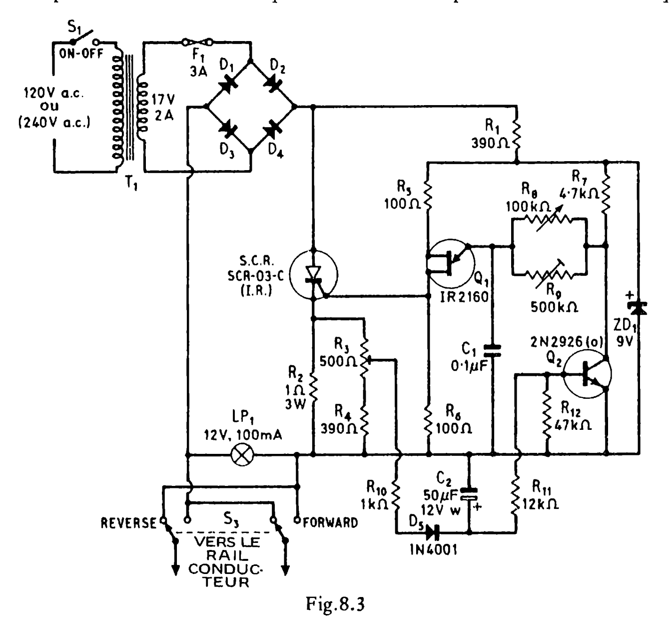


Fig.8.3

alternance ou dans une position intermédiaire quelconque. Le contrôle de phase du thyristor permet de régler la tension (et par suite la vitesse) du train depuis la valeur nulle jusqu'à la valeur maximale. La lampe LP_1 branchée aux bornes de sortie a son intensité proportionnelle à la puissance de sortie réglée par la résistance R_8. L'interrupteur S_3 permet de changer la polarité de sortie pour faire fonctionner le train dans les sens avant et arrière.

La protection contre les surcharges est assurée de la façon suivante :

Dès que le thyristor déclenche l'alimentation du train par l'intermédiaire de R_2, la tension maximale développée aux bornes de R_2 est proportionnelle à l'intensité maximale du courant de sortie. Une partie de cette tension qui est récupérée par l'intermédiaire de R_3 est emagasinée dans la capacité C_2 par l'intermédiaire de D_5, tension qui est appliquée à la base de Q_2 par l'intermédiaire de R_{11}.

La résistance R_3 est réglée de telle sorte que cette tension soit juste suffisante pour faire conduire Q_2 quand le courant de sortie commence à dépasser 1,5 A.

Dans ces conditions, si le rail conducteur est en court-circuit, une tension élevée apparaît aux bornes de R_2 et C_2 ce qui assure la conduction de Q_2. Q_2 se comporte alors comme un court-circuit empêchant Q_1 et par suite le thyristor de s'amorcer pendant plusieurs alternances de telle sorte que le courant de sortie tombe à zéro. La tension aux bornes de C_2 diminue alors lentement ce qui permet à Q_2 de conduire à nouveau assurant ainsi l'amorçage du thyristor et par suite l'alimentation du train. Si le court-circuit se maintient, Q_2 se bloque à nouveau et le courant tombe à zéro mais si le court-circuit a disparu, le circuit reprend son fonctionnement normal. Ainsi le circuit assure-t-il une protection automatique totale en cas de surcharges dues à un court-circuit du rail conducteur.

Il est intéressant de noter que quelques alternances de courant sont appliquées aux éléments de sortie quand un court-circuit intervient sur le rail conducteur. La valeur de cette intensité qui est en fait limitée à quelques ampères par la résistance interne du circuit de contrôle (y compris celle de *TI*) évite tout dommage à cet ensemble. Comme ces alternances de courant sont appliquées pendant seulement environ une alternance sur quinze la valeur moyenne du courant dans ces conditions de court-circuit n'est en fait que de 100 mA environ.

COMMANDE D'UN ESSUIE-GLACE

Quand on conduit une voiture sous la pluie ou avec du brouillard, il est souvent souhaitable de ne pas faire fonctionner les balais de façon permanente. Il est alors préférable de les actionner pendant quelques secondes seulement. Ce mode de contrôle avec arrêt à intervalles réguliers peut être assuré automatiquement grâce à la commande électronique. Deux circuits de ce type sont décrits à la fin de ce chapitre.

Ce type de contrôle qui peut être ajouté à environ 65 pour cent des automobiles modernes avec des alimentations à 12 V comporte des périodes d'arrêt de 20 secondes environ. Ces systèmes sont prévus pour fonctionner en liaison avec des essuie-glace classique avec arrêt automatique. On peut les utiliser soit avec des balais

munis d'un freinage dynamique soit avec des balais qui peuvent revenir en arrière dans la position d'arrêt.

La figure 8.4 représente le circuit de commande d'un essuie-glace classique avec blocage automatique. L'interrupteur de blocage S_1 qui fait partie de l'ensemble moteur est actionné par une came qui est couplée mécaniquement au moteur électrique. Cet interrupteur qui est branché entre l'une des bornes du moteur et la masse est ouvert quand les balais sont arrêtés mais fermé quand ils fonctionnent. Un interrupteur marche-arrêt S_2 est branché en parallèle avec S_1.

Dans ces conditions, quand S_2 est fermé le moteur est branché directement aux bornes de l'alimentation de 12 V, ainsi les balais fonctionnent-ils. Quand le balayage commence, l'interrupteur S_1 est fermé par l'intermédiaire de la came de telle sorte que le moteur

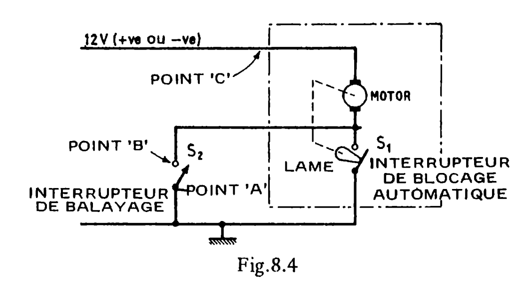


Fig.8.4

continue à fonctionner indépendamment de S_2, jusqu'à ce que le moteur revienne à la position d'arrêt automatique puis S_1 s'ouvre à nouveau. Si S_2 est ouvert à ce moment le moteur se bloque dans la position d'arrêt automatique mais si S_2 est fermé S_1 est court-circuité et l'essuie-glace repart pour un nouveau balayage. Les courants de fonctionnement normal du moteur sont d'environ 3 A mais l'appel de courant à la fermeture de l'interrupteur peut atteindre 24 A. Quand le moteur est bloqué par l'ouverture de S_1 la charge magnétique du moteur provoque une fcém importante (de valeur maximale 200 V environ) qui est appliquée aux bornes de S_1 et S_2.

La figure 8.5 représente le circuit pratique d'un contrôleur avec cathode de thyristor à la masse contrôleur qui est utilisable avec l'essuie-glace de la figure 8.4. Le thyristor s.c.r. qui est branché en parallèle avec S_2, est normalement bloqué. Le circuit est mis en

service par la fermeture de S_3. Le principe du fonctionnement est alors relativement simple :

Supposons que S_2 soit ouvert. Quand S_3 est fermé, la tension est appliquée à Q_1 par l'intermédiaire du moteur de l'essuie-glace, C_1 commence à se charger par l'intermédiaire de R_1 et R_2. Après un certain délai, C_1 atteint le potentiel d'amorçage de Q_1. Celui-ci s'amorce et le thyristor s.c.r. conduit. Quand le thyristor conduit, il s'auto-alimente et s'agit comme un interrupteur fermé. Dans ces conditions, le moteur est alimenté et les balais fonctionnent. Dès que les balais en se déplaçant atteignent leur position d'arrêt, l'interrupteur S_1 qui se ferme met le thyristor et le circuit de Q_1 en court-circuit. Ceux-ci se bloquent et le moteur termine le balayage par l'intermédiaire de S_1. A la fin de ce balayage, S_1 s'ouvre à nouveau, Q_1 recommence un nouveau cycle à la fin duquel il amorce à nouveau le thyristor et remet les balais en mouvement. Ce processus continue tant que S_3 est fermé. Quand S_3 est ouvert, la tension n'est plus appliquée à Q_1 à la fin de chaque balayage de telle sorte que le circuit cesse de fonctionner.

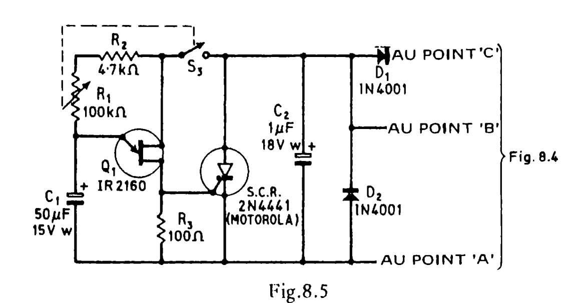


Fig.8.5

La résistance R_1 permet de faire varier les retards de fonctionnement d'environ une à 20 secondes. D_1 et D_2 limitent à 13 V la fcém de blocage du moteur ce qui supprime les dommages causés aux semi-conducteurs par cette surtension tandis que C_2 limite la montée de tension d'anode ce qui évite l'amorçage intempestif du thyristor par les signaux transistoires de commutation.

La version avec anode à la masse du thyristor (fig. 8.6) est presque identique au montage précédent avec la différence que les liaisons sont modifiées. Pour les deux circuits, le thyristor s.c.r. laisse passer un courant moyen de 8 A avec des pointes de 80 A. Le thyristor

doit être monté sur un petit radiateur afin de limiter son échauffement.

Avant de commencer la mise en oeuvre il est bon de s'assurer si l'essuie-glace peut convenir à cette nouvelle commande. A cet effet, on procède comme il suit :

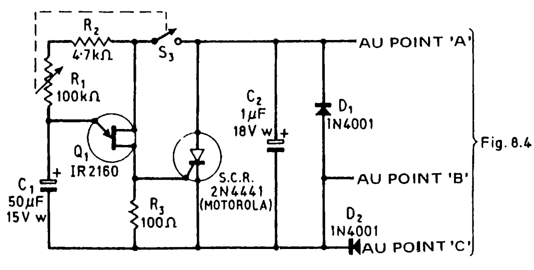


Fig.8.6

On accède aux bornes de l'essuie-glace par l'intermédiaire de deux fils munis de pinces crocodile. On branche l'alimentation après avoir inséré un fusible de 5 à 8 A et on s'assure que les balais fonctionnent normalement. Après avoir assuré plusieurs balayages on enlève le fusible. Lorsque les balais sont à mi-chemin, on vérifie que ceux-ci continuent à fonctionner jusqu'à leur arrêt définitif. S'il en est ainsi le système peut être sans inconvénient équipé de la commande électronique précédemment étudiée. En revanche si les fusibles fondent au cours de ces essais ou si les balais n'atteignent pas leur position d'arrêt, il n'est pas possible d'adapter au système cette commande électronique.

APPENDICE

TABLE 9.1. Classification des composants utilisés dans cet ouvrage

Composant	*Type*	*Constructeur*	*Repère*
2N2926 (o)	Transistor npn	General Electric	1
2N3702	Transistor pnp	Texas	2
2N3704	Transistor npn	Texas	2
2N3055	Transistor npn	R.C.A.	3
IR2160	Transistor Unijunction	International Rectifier	4
IR106Y1	S.C.R.	International Rectifier	5
SCR – 01 – C	S.C.R.	International Rectifier	6
SCR – 03 – C	S.C.R.	International Rectifier	6
2N3228	S.C.R.	R.C.A.	7
2N3525	S.C.R.	R.C.A.	7
2N4441	S.C.R.	Motorola	8
ST2	Diac	General Electric	Aucun (n'est pas polarisé)
IRT82	Triac	International Rectifier	9
IRT84	Triac	International Rectifier	10
40575	Triac	R.C.A.	11
40511	Quadrac	R.C.A.	12
40512	Quadrac	R.C.A.	12
2N4990	S.U.S.	General Electric	13
2N4991	S.B.S.	General Electric	14
PA424	Circuit intégré	General Electric	15

TABLE 9.2. SCHÉMAS ET CONNEXIONS

e b c
REPERE N° 1
[2N2926 (o)]

b c
REPERE N° 2
[2N3702
2N3704]

c BOITIER
e b
REPERE N° 3
[2N3055]

B_1 E B_2
REPERE N° 4
[IR2160]

C A G
REPERE N° 5
[IR106Y1]

G C A
REPERE N° 6
[SCR-01-C
SCR-03-C]

A (BOITIER)
C G
REPERE N° 7
[2N3228
2N3525]

C A G
REPERE N° 8
[2N4441]

MT_1 MT_2 G
REPERE N° 9
[IRT82]

MT_1 MT_2 G
REPERE N° 10
[IRT84]

MT_2 BOITIER
MT_1 G
REPERE N° 11
[40575]

G MT_2 MT_1
BOTTOM VIEW
REPERE N° 12
[40511
40512]

A G C
REPERE N° 13
[2N4990]

A_1 G A_2
REPERE N° 14
[2N4991]

7 6 5 4 3 2 1
(VUE DE
DESSUS)
8 9 10 11 12 13 14
REPERE N° 15
[PA424]

3803 - Imprimerie Bayeusaine, 8-12, rue Royale, 14401 Bayeux
N° d'imprimeur : 4211
Dépôt légal : 4e trimestre 1980
N° d'éditeur : 3623
Imprimé en France